

André Luiz Fuerback

**Modelagem Eletromecânica e Acionamento
em Corrente de Atuadores Piezelétricos
Operando no Modo Longitudinal**

Florianópolis

2006

Universidade Federal de Santa Catarina
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

Modelagem Eletromecânica e Acionamento em
Corrente de Atuadores Piezelétricos Operando no
Modo Longitudinal

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

André Luiz Fuerback

Florianópolis, Setembro de 2006

Modelagem Eletromecânica e Acionamento em Corrente de Atuadores Piezelétricos Operando no Modo Longitudinal

André Luiz Fuerback

“Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.”

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Orientador

Prof. Enio Valmor Kassick
Co-Orientador

Prof. Nelson Sadowski, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Presidente

Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.
Co-Orientador

Prof. Arcanjo Lenzi, Ph.D.

Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr. .

Prof. Clóvis Antônio Petry, Dr.

A Deus.
À minha família.
Aos meus amigos.

Agradecimentos

A Deus, pela saúde e paz de espírito a mim concedidos durante todos os momentos.

Aos meus pais, Mário e Vera, e ao meu irmão “Júnior”, pelo amor, apoio e dedicação incondicionais.

Aos Professores Arnaldo José Perin e Ênio Valmor Kassick, pela orientação, amizade, profissionalismo e confiança depositados em mim durante todas as etapas deste trabalho.

Aos demais professores do INEP, Ivo, Denizar, Fagundes, Hari, Petry e Samir, pelos ensinamentos indispensáveis para o aperfeiçoamento de minha formação acadêmica.

Aos membros da banca examinadora, pelas sugestões e contribuições dadas para o aperfeiçoamento desta dissertação.

A todos os membros do corpo técnico do Inep, Patrícia, Pacheco, Coelho, Rafael, e demais integrantes pela competência e suporte dispensados ao longo destes anos de convivência.

Aos meus companheiros de sala e amigos, Antônio, Cícero, Odiglei, Romero e Telles o meu profundo agradecimento por todas as contribuições e os momentos de alegria que compartilhamos.

Aos demais colegas do INEP, que muito contribuíram para tornar este trabalho possível e o dia a dia mais agradável.

Ao Professor Arcanjo Lenzi e ao engenheiro Diego Masotti, um agradecimento especial por todo o suporte e atenção que me dedicaram.

Ao povo brasileiro, que através da CAPES, propiciou o apoio financeiro para o desenvolvimento desta dissertação.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

*Modelagem Eletromecânica e Acionamento em
Corrente de Atuadores Piezelétricos Operando no
Modo Longitudinal*

André Luiz Fuerback

Setembro/2006

Orientador: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Co-Orientador: Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chaves: Atuadores Piezelétricos, Amplificador Comutado, Modelagem Eletromecânica, Acionamento em Corrente.

Número de páginas: 187

Resumo: O trabalho apresentado nesta dissertação tem como objetivo analisar o comportamento eletromecânico de um atuador piezelétrico operando no modo longitudinal, bem como seu controle através da injeção de corrente.

São analisadas as características de algumas topologias inversoras para se optar pela forma de acionamento e de controle mais adequadas. A opção pelo controle da corrente é realizada devido às melhorias na linearidade da resposta dinâmica do atuador.

A estrutura de controle é projetada para se garantir o seguimento em regime a sinais periódicos e as malhas de controle propostas são baseadas em modelos por valores médios instantâneos. A modelagem da viga e do atuador são baseadas na teoria de *Bernoulli*.

Com o intuito de verificarem-se as estratégias de modelagem e controle, são realizadas simulações do conversor e de suas estruturas auxiliares. Propõe-se na etapa de implementação o controle das vibrações de uma viga de aço sujeita a perturbações causadas por forças pontuais impulsivas.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements
for the degree of Master in Electrical Engineering.

Eletromechanical Modeling and Current Driving of Piezoelectric Actuators Operating on Longitudinal Mode

André Luiz Fuerback

September/2006

Advisor: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Co-Advisor: Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Piezoelectric Actuator, Switching Power Amplifier, Electromechanical
Modeling, Current Driving.

Pages: 187

Abstract: The present work aims to analyse the electromechanical behavior of a piezoelectric actuator operating on longitudinal mode; as well it's control by means of current injection.

There are analysed the characteristics of some inverter topologies to choose the most appropriate way to drive and control it. The current driving option is taken due to the improvement that it brings to the actuator's dynamic response.

The control structure is designed to ensure the correct tracking of periodic signals and it is based on instantaneous mean values modeling technique. The beam and actuator's modeling are based on Bernoulli beams theory.

Aiming to check the modeling and control techniques, simulations are developed of the converter and its auxiliary circuitry. And an experimental setup is built to test the control loop onto a steel beam under action of impulsive pointed forces.

Sumário

Capítulo 1	Introdução	1
1.1	Piezeletricidade – Resumo Histórico	2
1.2	Conceitos Fundamentais	3
1.2.1	Piezeletricidade	3
1.3	Materiais Piezelétricos	4
1.3.1	Cerâmicas Ferroelétricas — Perovskita	4
1.3.2	Polímeros	6
1.4	Equações Constitutivas dos Materiais Piezelétricos	7
1.4.1	Coefficiente de Acoplamento Eletromecânico	8
1.5	Técnicas de Amortecimento Passivo e Semi-Ativo	9
1.6	Motivação	11
1.7	Análise da Carcaça do Compressor	15
1.8	Organização da Dissertação	16
Capítulo 2	Modelo Eletromecânico do Atuador	18
2.1	Equação de Movimento	19
2.2	Solução da EDP	20
2.3	Equações de Entrada e de Saída	21
2.4	Circuito Equivalente	23
2.5	Análise do Circuito Equivalente	25
2.6	Limitações da Linearização	27
2.7	Impedância Elétrica	29
2.8	Conclusão	31
Capítulo 3	Modelo Eletromecânico PZT em uma Viga	32
3.1	Equações Estáticas	33

3.2	Análise dos Esforços Mecânicos	35
3.3	Equação de Movimento da Viga	39
3.3.1	Solução da EDP de Movimento do Sistema	42
3.3.2	Resultados Experimentais	45
3.4	Impedância Elétrica do Atuador “Acoplado”	49
3.5	Resultados Experimentais	51
3.6	Conclusões	54
Capítulo 4 Estágio de Potência do Conversor		55
4.1	Estrutura do Conversor	56
4.2	Amplificador de Potência	57
4.2.1	Análise dos Tipos de Entrada	57
4.2.2	Filtragem da Corrente no Atuador	59
4.2.3	Topologia e Etapas de Operação	66
4.2.4	Resultados de Simulação	74
4.3	Retificador — Primeiro Estágio	82
4.3.1	Resultados de Simulação	84
4.4	Resultados Experimentais	84
4.5	Conclusões	91
Capítulo 5 Modelagem e Controle		92
5.1	Estrutura de Controle	93
5.2	Modelagem do Inversor	94
5.3	Ganho do Modulador PWM	97
5.4	Compensadores	98
5.4.1	Compensador de Erro de Corrente	98
5.4.2	Compensador de Erro de Tensão	108
5.5	Resultados de Simulação	112
5.6	Resultados Experimentais	115
5.7	Conclusões	118
Capítulo 6 Conclusão Geral		120
Capítulo 7 Referências Bibliográficas		123

Capítulo 8	Anexos	131
A.	Atuadores e Sensores Piezelétricos	131
B.	– Características do Adesivo	134
C.	— Viga	135
D.	— Projeto do Retificador de Entrada	140
E.	— Dimensionamento do Inversor	144
F.	— Circuitos Elétricos	148
G.	— Princípio dos Modelos Internos [68]	154
H.	— Planilhas – Ajuste dos Compensadores de Corrente e Tensão	155

Simbologia

Símbolos Adotados nos Equacionamentos

Símbolo	Significado	Unidade
S_i	Deformação	m/m
T_i	Tração	N/m ²
τ_i	Tensão Cisalhante	N/m ²
D_i	Densidade Superficial de Carga	C/m ²
E_i	Campo Elétrico	V/m
ρ_{ij}	Densidade	kg/m ³
Y_{ij}	Módulo de Elasticidade	N/m ²
ϵ_{ij}	Permissividade Elétrica	F/m
d_{ij}	Coefficiente Piezelétrico	m/V ou C/N
k_{ij}	Fator de Acoplamento Eletromecânico	—
g_{ij}	Coefficiente Piezelétrico	Vm/N ou m ² /N
A_i	Área da Seção Transversal	m ²
V_B	Tensão de Barramento	V
$V_{ref}(t)$	Tensão de Referência da malha de Controle	V
Z_0	Impedância Natural do Atuador	Ω
Z_1, Z_2, Z_3	Impedâncias dos Ramos no Modelo do Atuador	Ω
h	Espessura	m
w	Largura	m
L ou l	Comprimento	m
Δx_i	Elemento Infinitesimal de Deslocamento	m
u	Componente Longitudinal do Deslocamento	m
v	Componente Transversal do Deslocamento	m
N_i	Tensão Normal	N/m ²
ω	Frequência Angular	rad/s
ω_{min}	Frequência Angular Mínima da Banda Passante	rad/s
ω_{max}	Frequência Angular Máxima da Banda Passante	rad/s
M_p	Momento na Extremidade do Atuador	N/m

I	Momento de Inércia	m^4
$q(t)$	Fator de Influência Modal	s
$\varphi(x_i)$		
$X(x_i)$	Função de Forma Modal	m
β	Número de Onda	m^{-1}
L_{eq}	Indutância “Mecânica” Equivalente do braço	kg
C_{eq}	Capacitância “Mecânica” Equivalente do braço	N/m
θ_1, θ_2	Velocidade de deslocamento da extremidade do atuador: 1–esquerdo; 2–direita	m/s
F_i	Força Normal	N
ψ	Ganho de Transferência do Atuador/Sensor	N/V ou C/m
Z_{thnl}	Impedância Equivalente – Não Linear	Ω
Z_{thl}	Impedância Equivalente – Linear	Ω
α	Constante geométrica	—
γ	Cisalhamento	m/m
Λ	Deformação do Atuador Desacoplado	m/m
Γ	Coeficiente de Transferência de Cisalhamento	m^{-1}
Ψ_i	Taxa efetiva de Rigidez	—
λ_i	Autovalores de φ_i	m^{-1}
ξ_i	Amortecimento Modal	—
ω_i	Frequência Angular do i-ésimo modo	rad/s
f_{min}	Frequência Mínima da Banda Passante	Hz
f_{max}	Frequência Máxima da Banda Passante	Hz
f_s	Frequência de Comutação	Hz
T_s	Período de Comutação	s
L_f	Indutor de Filtragem	H
C_f	Capacitor de Filtragem	F
V_L	Tensão nos Terminais de L_f	V
V_{AB}	Tensão de Saída do Inversor	V
ΔI_p	Ondulação de Corrente em I_p	A
ma	Índice de Modulação	—
V_T	Sinal Modulado – Triangular	V

V_{Tm}	Pico do Sinal Modulado – Dente de serra e Triangular	V
d	Razão Cíclica	—
R_s	Resistência Série Equivalente no Ramo AB	Ω
ω_o	Frequência Angular de Ressonância do par $L_f C_p$	rad/s
V_{cont}	Tensão de Controle	V
K_{PWM}	Ganho do Modulador PWM	V^{-1}
K_i	Ganho de Faixa Plana do Compensador de Corrente	A^{-1}
f_c	Frequência de Cruzamento do Compensador de Corrente	Hz
f_{zi}	Frequência do Zero do Compensador de Corrente	Hz
f_{pf}	Frequência do Pólo de Filtragem do Compensador de Corrente	Hz
R_{im}	Resistor do Sensor de Corrente	Ω
C_{im}	Capacitância do Sensor de Corrente	F
L_{fs}	Indutância do Enrolamento de Medição	H
n	Relação de Transformação do Sensor de Corrente	—
K_{med}	Ganho Equivalente do Sensor de Corrente	A
K_V	Ganho de Faixa Plana do Compensador de Tensão	V^{-1}
f_{pv}	Frequência do Pólo de Filtragem do Compensador de Tensão	Hz
f_{cv}	Frequência de Cruzamento da Malha de Tensão	Hz
L_{par}	Indutância Parasita do Sensor de Corrente	H
C_{par}	Capacitância Parasita do Sensor de Corrente	F

Unidades do Sistema Internacional

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
A — Ampère	Corrente
V — Volt	Tensão
H — Henry	Indutância
F — Faraday	Capacitância
Ω — Ohm	Impedância

C —Coulomb	Carga
s — Segundo	Tempo

Unidades que Não são do Sistema Internacional

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
° — Grau	Grau Trigonométrico

Símbolos Usados para Referenciar Elementos de Circuitos

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
C	Capacitor
L	Indutor
R	Resistor
S	Interruptor
D	Diodo

Superscritos

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
$(\)^+$	Posição da extremidade direita do atuador
$(\)^-$	Posição da extremidade esquerda do atuador
$(\)^s$	Superfície da viga
$(\)^-$	Normalizado em relação ao comprimento da viga
\wedge	Grandeza fasorial
\sim	Componente alternada
$\langle \ \rangle$	Valores médios instantâneos
$(\)^s$	Após o acoplamento do atuador
$(\)^t$	Antes do acoplamento do atuador
$(\)^T$	Medido sob tensões mecânicas constantes
$(\)^E$	Medido sob tensões elétricas constantes
$(\)^D$	Medido sob carga nula

Subscritos

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
() _{1,2,3}	Eixos de referência
() _p	Atuador Piezelétrico
() _b	Viga
() _s	Adesivo

Acrônimos e Abreviaturas

	<i>Significado</i>
PZT	Atuador piezelétrico constituído de Zirconato Titanato de Chumbo
CdC	Condições de Contorno
PVDF	Poli(Fluoreto de Vinilideno)
ED	Equação Diferencial
EDP	Equação Diferencial Parcial
MOSFET	<i>Metal Oxide Semi-Conductor Field Effect Transistor</i>
FT	Função de Transferência
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
CC	Contínua–Contínua
vs	<i>Versus</i>

Índice de Figuras

Fig. 1-1 — Ilustração dos efeitos direto e reverso nos materiais piezelétricos.	3
Fig. 1-2 — Estrutura Perovskita típica, do tipo ABO_3 (acima do ponto de Curie).	4
Fig. 1-3 — Estrutura Perovskita típica, do tipo ABO_3 (abaixo do ponto de Curie).	5
Fig. 1-4 — Estrutura do monômero do PVDF.	6
Fig. 1-5 — Definição dos eixos e direções de deformação.	7
Fig. 1-6 — Circuitos de amortecimento sintonizados de múltiplos modos[12]: (a) Paralelo (b) Série.	9
Fig. 1-7 — Estrutura do Girador de impedância [16].	10
Fig. 1-8 — Estados possíveis para a aplicação da técnica SS [14]: (a) SS-OC/CC; (b) SS-OC/RS.	11
Fig. 1-9 — Impedância virtual emulada digitalmente.	11
Fig. 1-10 — Especificação da faixa de operação do conversor.	12
Fig. 1-11 — Exemplo de estrutura de um amplificador linear.	12
Fig. 1-12 — Diagrama clássico para o controle realimentado da tensão no atuador.	13
Fig. 1-13 — Efeitos não lineares no material [22]: (a) $E=4kV/cm$; (b) $E=4kV/cm$.	13
Fig. 1-14 — Redução do laço de histerese na resposta dinâmica do atuador – Controle de Carga.	14
Fig. 1-15 — Pontos de medição na carcaça.	15
Fig. 1-16 — Acelerações nos pontos de medição.	15
Fig. 2-1 — Atuador Piezelétrico.	19
Fig. 2-2 — Carregamento elétrico e mecânico do PZT.	22
Fig. 2-3 — Circuito equivalente do atuador/sensor piezelétrico.	24
Fig. 2-4 — Aproximações para os termos não-lineares dos parâmetros do circuito equivalente.	25
Fig. 2-5 — Circuito elétrico linear equivalente.	26
Fig. 2-6 — Resposta em frequência das velocidades de saída dos modelos.	27
Fig. 2-7 — Exemplos de sinal de entrada com largura de banda limitada.	28
Fig. 2-8 — Impedância elétrica de alguns elementos piezelétricos.	30
Fig. 3-1 — Detalhe da integração do PZT a estrutura base.	33
Fig. 3-2 — Esforços básicos na estrutura em equilíbrio.	33
Fig. 3-3 — Distribuição relativa de deformação: (a) $\Psi_b = 1$; (b) $\Psi_b = 10$.	37
Fig. 3-4 — Influência do parâmetro Γ na tensão cisalhante.	38
Fig. 3-5 — Distribuição linear de deformação.	39
Fig. 3-6 — Três primeiras funções modais de forma para o caso livre-livre.	43
Fig. 3-7 — Análise modal da viga do ponto 1.	45
Fig. 3-8 — Análise modal da viga – PZT em 175mm.	47
Fig. 3-9 — Fixação do atuador para o segundo caso sob análise.	47
Fig. 3-10 — Análise modal da viga – PZT em 140mm.	49
Fig. 3-11 — Ângulo das faces de uma seção de viga após a deformação.	50
Fig. 3-12 — Impedância elétrica observada nos terminais de alimentação do atuador.	51

Fig. 3-13 — Sistema de aquisição para medição da impedância.	51
Fig. 3-14 — Impedância medida pelo primeiro método.	52
Fig. 3-15 — Distorção na tensão de alimentação.	52
Fig. 3-16 — Esquema de conexão para medição a impedância através do analisador.	52
Fig. 3-17 — Impedância do atuador medida com o analisador.	53
Fig. 4-1 — Representação equivalente da fonte de corrente controlada I_p .	56
Fig. 4-2 — Tensão e corrente no atuador excitado por um inversor de corrente.	57
Fig. 4-3 — Detalhe da produção dos pulsos da corrente de saída.	58
Fig. 4-4 — Espalhamento espectral da corrente para modulação PWM de 2 e 3 níveis [56].	58
Fig. 4-5 — Tensão e corrente no atuador – PWM dois níveis.	59
Fig. 4-6 — Característica desejada para a estrutura de filtragem – Módulo.	60
Fig. 4-7—Diagrama assintótico das correntes dos ramos do filtro: (a) I_p/I_{AB} e I_f/I_{AB} ; (b) I_p/I_f .	60
Fig. 4-8 — Tensão e corrente no atuador para o inversor de tensão com filtro indutivo.	61
Fig. 4-9 — Espalhamento espectral para modulação a dois níveis com filtro indutivo.	62
Fig. 4-10 — Frequência normalizada: (a) PWM 2 níveis; (b) PWM 3 níveis.	63
Fig. 4-11 — Efeito da elevação da indutância de filtragem na impedância de saída.	64
Fig. 4-12 — Quedas de tensão nos elementos de saída do inversor.	65
Fig. 4-13 — Limites da frequência de comutação: (a) dois níveis; (b) três níveis.	66
Fig. 4-14 — Estruturas de inversoras [42]–[46] [51][56].	67
Fig. 4-15 — Característica do interruptor [53].	68
Fig. 4-16 — Primeira etapa: $t_0 < t < t_1$.	69
Fig. 4-17 — Segunda Etapa: $t_1 < t < t_2$.	69
Fig. 4-18 — Terceira Etapa: $t_2 < t < t_3$.	70
Fig. 4-19 — Quarta Etapa: $t_3 < t < t_4$.	70
Fig. 4-20 — Quinta Etapa: $T_s < t < T_s+t_1$.	71
Fig. 4-21 — Geração dos pulsos de comando na modulação a 3 níveis – Semiciclo positivo.	71
Fig. 4-22 — Primeira etapa de operação: $t_0 < t < t_1$.	72
Fig. 4-23 — Segunda etapa de operação: $t_2 < t < t_3$.	72
Fig. 4-24 — Terceira etapa de operação – Tempo Morto: $t_3 < t < t_4$.	73
Fig. 4-25 — Quarta etapa de operação: $t_4 < t < t_5$.	73
Fig. 4-26 — Capacitâncias intrínsecas de um MOSFET [56][60][61].	74
Fig. 4-27 — Estruturas para simulação: (a) Comutado; (b) Aproximação.	75
Fig. 4-28 — Detalhe da ondulação de corrente no indutor de filtragem.	76
Fig. 4-29 — Comparação da resposta em frequência entre o modelo teórico e de simulação.	76
Fig. 4-30 — Corrente no atuador piezelétrico: (a) Detalhe da oscilação; (b) Sobreposição.	77
Fig. 4-31 — Tensão sobre os interruptores.	78
Fig. 4-32 — Forma de onda da corrente no interruptor controlado.	78
Fig. 4-33 — Forma de onda da corrente no diodo do interruptor.	79
Fig. 4-34 — Corrente de entrada do conversor.	80
Fig. 4-35 — Corrente no atuador e detalhe da ondulação.	80

Fig. 4-36 — Comparação entre o resultado teórico e de simulação – PWM Três Níveis.	81
Fig. 4-37 — Tensão de saída do inversor e representação de sua fundamental.	81
Fig. 4-38 — Corrente drenada do barramento CC.	82
Fig. 4-39 — Estrutura do retificador de tensão.	83
Fig. 4-40 — Tensão de saída e detalhe de sua ondulação em baixa frequência.	84
Fig. 4-41 — Tensão $V_{AB}(t)$ e corrente $I_p(t)$.	85
Fig. 4-42 — Detalhe de $I_p(t)$ e $V_{AB}(t)$ durante a comutação.	85
Fig. 4-43 — Análise espectral da corrente $I_p(t)$ – geração de harmônicos da fundamental.	86
Fig. 4-44 — Tensão e corrente no atuador: (a) fundamental; (b) fundamental+alta frequência.	86
Fig. 4-45 — Atraso no acionamento dos interruptores.	87
Fig. 4-46 — Geração dos pulsos de comando.	87
Fig. 4-47 — Tensão de saída do inversor e corrente no atuador.	88
Fig. 4-48 — Redução na amplitude dos picos na corrente do atuador $I_p(t)$.	88
Fig. 4-49 — Análise espectral a corrente no atuador.	89
Fig. 4-50 — Tensão e corrente no atuador: (a) Fundamental; (b) Fundamental+Alta frequência.	89
Fig. 4-51 — Defasagem entre os pulsos de comando de acionamento dos interruptores.	90
Fig. 4-52 — Análise espectral a tensão $V_{AB}(t)$.	90
Fig. 5-1 — Representação do circuito em diagrama de blocos.	93
Fig. 5-2 — Obtenção do valor médio instantâneo de $V_{AB}(t)$ – Mod. Dois Níveis.	94
Fig. 5-3 — Representação do comportamento equivalente do inversor.	95
Fig. 5-4 — Circuito elétrico equivalente para obtenção do modelo.	95
Fig. 5-5 — Detalhe da tensão $V_{AB}(t)$ na modulação a três níveis.	96
Fig. 5-6 — Produção dos pulsos de comando: (a)Três níveis; (b) Dois níveis.	97
Fig. 5-7 — Diagrama de blocos para análise do erro em regime.	99
Fig. 5-8 — Diagramas de Bode de $G_{lp}(s)$ — Análise da influência dos Pólos e Zeros do sistema.	100
Fig. 5-9 — Representação do circuito elétrico equivalente.	101
Fig. 5-10 — Comportamento assintótico desejado para o sistema em malha fechada.	102
Fig. 5-11 — Diagrama assintótico do compensador de corrente: Ideal e com pólo de filtragem.	103
Fig. 5-12 — Diagrama de blocos da malha de corrente — Determinação da FTMA(s).	104
Fig. 5-13 — Diagrama de módulo e de fase da $FTMA_I(s)$ – Modulações 2 e 3 níveis.	104
Fig. 5-14 — Diagramas de módulo e de fase dos compensadores de corrente.	105
Fig. 5-15 — Diagrama de módulo e de fase da FTMA com a inserção do compensador $C_I(s)$.	106
Fig. 5-16 — Diagrama de módulo e de fase do sistema compensado – FTMF da planta de corrente.	106
Fig. 5-17 — Circuito de medição da corrente.	107
Fig. 5-18 — Diagrama de Módulo e Fase – FT da planta para o projeto do compensador de tensão.	108
Fig. 5-19 — Diagrama de blocos da malha de tensão – Determinação da FTMA(s).	109
Fig. 5-20 — Diagrama assintótico do compensador de tensão: Ideal e com filtro.	110
Fig. 5-21 — Diagrama de módulo e fase do compensador de tensão.	111
Fig. 5-22 — Diagrama de módulo e fase: $FTMA_{VC}(s)$.	111
Fig. 5-23 — Sinal de referência utilizado para teste das malhas de controle.	112

Fig. 5-24 — Corrente do atuador — Seguimento de referência: (a) $I_{pre}(t)$; (b) $I_p(t)$.	112
Fig. 5-25 — Tensão no atuador — Rejeição de perturbação: $I_{pre}(t)$; (b) $V_p(t)$.	113
Fig. 5-26 — Capacitância parasita introduzida para simulação do sensor de corrente.	113
Fig. 5-27 — Tensão de saída do sensor de corrente.	114
Fig. 5-28 — Tensão de controle — Detalhe da comparação para produção dos pulsos.	114
Fig. 5-29 — Detalhe da posição de fixação do atuador e do sensor.	115
Fig. 5-30 — Resposta do conversor em malha fechada — Medição da corrente.	115
Fig. 5-31 — Resposta em malha fechada — Detalhe da tensão no piezelétrico.	116
Fig. 5-32 — Resposta em malha fechada — Transitório da tensão $V_p(t)$.	117
Fig. 5-33 — Medição da velocidade de deformação da viga.	117
Fig. 5-34 — Resposta em malha fechada do conversor — Velocidade de deformação.	118

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

A demanda atual por equipamentos cada vez mais eficientes, compactos e silenciosos vem requerendo dos pesquisadores e dos desenvolvedores de produtos soluções que levam a pesquisa de novos materiais ou a introdução de novas tecnologias nos produtos já existentes.

Os atuadores piezelétricos ou transdutores piezelétricos, quando associados com os circuitos adequados podem ser utilizados tanto para introduzir energia no sistema na forma de atuadores “inteligentes” ou supressores “inteligentes” de vibrações; quanto para retirá-la quando empregados como dispositivos para a dissipação da energia mecânica. Por exemplo, ao associarem-se aos terminais do atuador piezelétrico redes passivas, podem-se alterar suas propriedades mecânicas tornando-o um tratamento visco elástico com um coeficiente de perdas controlável.

Neste capítulo apresenta-se uma visão, em linhas gerais, do efeito piezelétrico em materiais cerâmicos cristalinos e poliméricos, como o titanato de chumbo e zinco e o poli (fluoreto de vinilideno). Abordam-se aspectos como os efeitos direto e reverso e as relações constitutivas dos materiais. Ilustram-se, também, não-idealidades no comportamento dinâmico destes materiais, como os efeitos ferroelétrico e não-linear da curva de deformação em função do campo elétrico.

Realiza-se a contextualização do trabalho quanto às técnicas de amortecimento encontradas na literatura, bem como as estruturas comumente empregadas para tal. Por fim, apresenta-se a análise dos modos de vibração da carcaça de um compressor hermético, utilizado como base para determinar-se a faixa de operação do sistema de controle.

Isto, para que possa nos capítulos seguintes

1.1 Piezeletricidade – Resumo Histórico

Historicamente associa-se a descoberta do efeito piezelétrico aos irmãos Jacques e Pierre Curie, em 1880 [1]. Eles descobriram que certos tipos de cristais, como a turmalina, o quartzo e o topázio, quando submetidos a deformações mecânicas em determinadas direções, tornavam-se eletricamente polarizados e que seu grau de polarização era diretamente proporcional a estas deformações.

Os irmãos Curie, no entanto, não previram que cristais que apresentavam o efeito piezelétrico direto também demonstrariam um comportamento reverso, ou seja, deformações mecânicas em resposta a aplicação de um campo elétrico externo. Esta propriedade foi matematicamente deduzida, através dos princípios fundamentais da termodinâmica por Lippmann, e observada pelos irmãos Curie em 1881.

Nas décadas seguintes a observação do fenômeno piezelétrico, já se dispunha dos princípios fundamentais necessários ao seu entendimento, tais como: a identificação de que este fenômeno possui origem na assimetria estrutural dos cristais, a conversibilidade existente entre energia mecânica e elétrica e as ferramentas matemáticas adequadas para o seu tratamento. No entanto, a piezeletricidade permaneceu relevada [2] dada a complexidade matemática envolvida no estudo desses fenômenos e a resultados mais expressivos apresentados no campo do eletromagnetismo durante o mesmo período.

Foi a partir da 1ª Guerra Mundial, com a invenção de sonares compostos por placas piezelétricas, criados por Langevin, que o interesse pela piezeletricidade voltou a crescer. Surgem daí estudos com materiais policristalinos e amorfos, até que em 1954 Jaffe descobre o titanato zirconato de chumbo (PZT), um material que apresentava excepcionais características piezelétricas [3][4].

Em 1960 Kawai descobre propriedades piezelétricas em um filme de polifluoreto de vinilideno (PVDF), dando origem a uma nova linha de pesquisa, a dos polímeros eletroativos. Estes materiais quando comparados aos tradicionais, cerâmicos e cristais, apresentam características interessantes como, elevadas deformações eletricamente induzidas (tanto longitudinais quanto de torsão), baixa densidade, flexibilidade mecânica, além de simplicidade na produção [5][8].

1.2 Conceitos Fundamentais

Antes que se possam tratar dos aspectos mais específicos dos sistemas de amortecimento/controle das vibrações, é necessário que se faça uma pequena apresentação da terminologia e das características dos materiais que serão empregados no desenvolvimento deste trabalho.

1.2.1 Piezeletricidade

O efeito piezelétrico “direto”, de acordo com [1], pode ser mais precisamente definido como “a polarização elétrica produzida em cristais de certas classes, devido a sua deformação mecânica, sendo esta polarização proporcional à deformação e invertendo de sinal com ela”. De forma análoga há o efeito “inverso” ou “recíproco”, onde cristais piezelétricos deformam-se devido a sua polarização. Estes fenômenos estão ilustrados na Fig. 1-1.

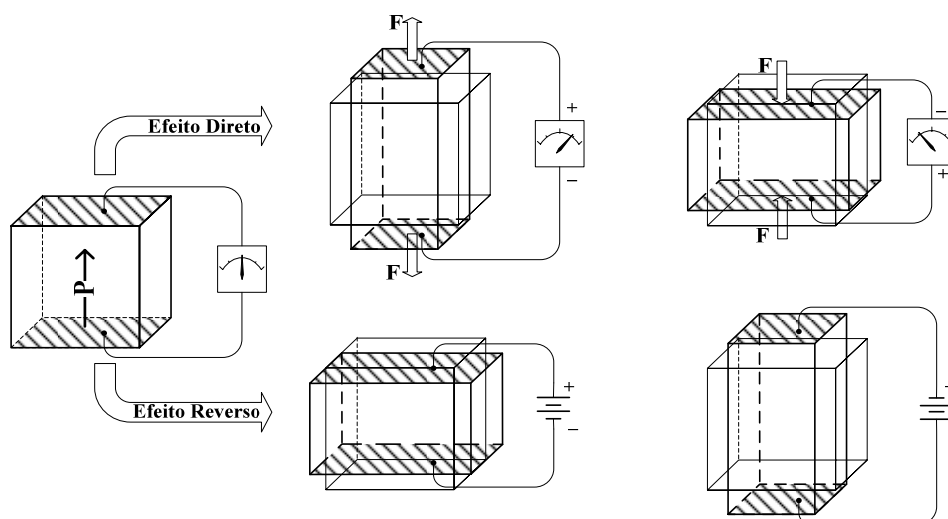


Fig. 1-1 — Ilustração dos efeitos direto e reverso nos materiais piezelétricos.

A ausência do centro de simetria, na célula unitária, é a condição mais importante para a presença da piezeletricidade, pois quando esta não ocorre os íons positivos e negativos movimentam-se uns em relação aos outros, produzindo dipolos elétricos (polarização).

Assim, o conceito de piezeletricidade pode ser baseado na estrutura do material, ou seja, em sua célula unitária [1][2]. Em materiais cristalinos a simetria específica desta célula determina a possibilidade ou não de existir a piezeletricidade. Por exemplo, dentre as trinta e duas classes de cristais existentes, vinte não possuem centro de simetria. Logo, apresentam em algum grau comportamento piezelétrico [1][6].

1.3 Materiais Piezelétricos

O efeito piezelétrico é manifestado por diversos materiais [1][2]. No entanto, algumas destas estruturas apresentam maior potencial para a exploração desse efeito. Dentre os que têm se mostrado mais ativos, comercialmente, estão as cerâmicas piezelétricas com estruturas cristalinas do tipo perovskita, descrita abaixo, devido as suas elevadas constantes piezelétricas [3][8] e, historicamente, ao Titanato de Bário (BaTiO_3) [1].

Outro grupo que se destaca é o dos polímeros eletro reativos, do qual fazem parte o poli fluoreto de vinilideno (PVDF) e seus co-polímeros [5]. Isto se deve a características como: elevadas permeabilidade, flexibilidade (m^2/N) e tensões de saída, cerca de dez vezes maior em relação às cerâmicas para a mesma força aplicada, que os tornam excepcionais para aplicações de sensoriamento.

1.3.1 Cerâmicas Ferroelétricas — Perovskita

Por ter sido uma das primeiras cerâmicas cristalinas desenvolvidas [1][2] para a exploração do efeito piezelétrico e devido as suas elevadas constantes piezelétricas, a maioria dos dispositivos piezelétricos ainda emprega o titanato zirconato de chumbo ($\text{Pb}[\text{Zr}_x\text{Ti}_{1-x}]\text{O}_3$ – abreviado de PZT) [6]. Quando não utilizam especificamente o PZT, empregam outros óxidos ternários cujas estruturas cristalinas assemelham-se a sua, no caso a perovskita.

Estes materiais, além dos tipos de cristais com características piezelétricos já mencionados, como o quartzo e a turmalina, constituem um importante grupo que é o das cerâmicas piezelétricas [4], do qual fazem parte o, Titanato Zirconato de Chumbo (PZT) e o Titanato de Bário (BaTiO_3).

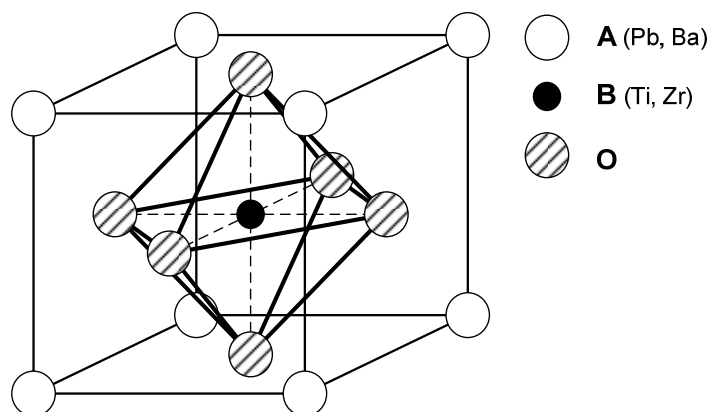


Fig. 1-2 — Estrutura Perovskita típica, do tipo ABO_3 (acima do ponto de Curie).

Estas cerâmicas são materiais policristalinos com propriedades ferroelétricas, que possuem uma célula unitária do tipo Perovskita [2][8]– uma estrutura tetragonal /romboédrica muito semelhante à cúbica.

As Perovskitas, em sua grande maioria são óxidos ternários do tipo ABO_3 [1][8] (Fig. 1-2), onde, **A** corresponde a íons metálicos bivalentes, como Bário ou Chumbo, que formam uma célula cúbica unitária; **B** corresponde a íons metálicos tetravalentes, como Titânio ou Zircônio, no centro da célula unitária; e os íons **O**, que são na grande maioria dos casos íons oxigênio (O^{2-}), apresentam-se no centro das faces do cubo.

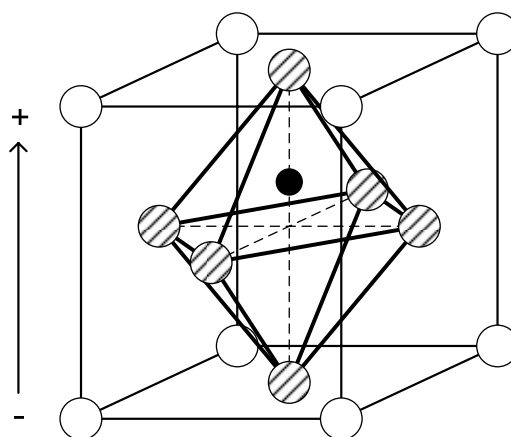


Fig. 1-3 — Estrutura Perovskita típica, do tipo ABO_3 (abaixo do ponto de Curie).

Materiais como o PZT podem ser considerados como uma massa desses diminutos cristais que, acima da temperatura conhecida como ponto de Curie [1], apresentam uma célula básica do tipo cúbico (Fig. 1-2). Nessa situação a estrutura é centrossimétrica, então não há dipolos elétricos. Abaixo do ponto de Curie a simetria do cristal passa a ser tetragonal (Fig. 1-3); nesta configuração as cargas positivas e negativas não compartilham mais de um centro de simetria assim cada célula unitária comporta-se como um dipolo elétrico.

Tabela 1-1 - Características das cerâmicas a base de $PbTiO_3$ – Dopagem.

Dopante	Características			Classificação		
	Perdas elétrica e mecânica	Constantes Piezelétricas	Temp. Curie	USA DoD	Europa EN 50324-1	Industrial
Fe^{+3} Na^{+1}	↓	↓	↑	Navy I	Type 100	PZT-4
Nb^{+5} La^{+3}	↑	↑	↑	Navy II	Type 200	PZT-5A
Ca^{+2} Sn^{+4}	↑	↑	↓	Navy VI	Type 600	PZT-5H

A alteração dos elementos, ou dopagem, destas cerâmicas cristalinas permite ainda que se alterem suas características elétricas e mecânicas, tornando-as mais aptas a aplicações específicas [8]; como exemplo disto, tem-se na Tabela 1-1 ilustrado alguns tipos de dopagens baseadas na estrutura do $\text{Pb}(\text{ZrTi})\text{O}_3$ e suas respectivas classificações.

1.3.2 Polímeros

O efeito piezelétrico também pode ser encontrado em polímeros [8]. Exemplos disso são o Poli(Fluoreto de Vinilideno) ou PVDF e co-polímero de fluoreto de vinilideno com vinil trifluoretileno ou P(VDF/TrFE).

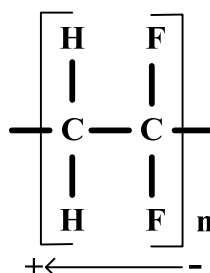


Fig. 1-4 — Estrutura do monômero do PVDF.

A assimetria existente neste material, responsável pelo aparecimento do eixo de polarização, ocorre porque os íons flúor presentes em sua estrutura são muito mais eletronegativos do que o carbono. Assim, os átomos de flúor deslocam para si os elétrons do carbono. Isto faz com que o grupo CF_2 seja polar com uma carga parcialmente negativa.

Com isto, sempre que estes monômeros são expostos a um campo elétrico, seus eixos de polarização tendem a se alinhar com as linhas do campo, causando a deformação da cadeia a que está ligado. Este comportamento confere a estes polímeros, assim como as cerâmicas piezelétricas, características ferroelétricas.

Características como baixa rigidez mecânica e densidade conferem a estes materiais, quando polarizados, vantagens em aplicações onde se deseje um bom acoplamento mecânico e o casamento de impedância com materiais como água e outros tecidos biológicos, por exemplo, para a medição de ondas de pressão em equipamentos subaquáticos.

Tabela 1-2 — Representação matricial das equações constitutivas.

Grandeza	Tipo	Tamanho	Unidade	Descrição
T	Vetor	6 x 1	N/m^2	Tensão Mecânica
S	Vetor	6 x 1	m/m	Deformação; Ex.: S_I
E	Vetor	3 x 1	N/C	Campo Elétrico.
D	Vetor	3 x 1	C/m^2	Densidade Superficial de Carga
Y	Matriz	6 x 6	N/m^2	Módulo de Elasticidade
				Coeficientes: <div style="display: flex; align-items: center; margin-left: 20px;"> <div style="font-size: 2em; margin-right: 10px;">Y</div> <div style="display: flex; flex-direction: column; align-items: center;"> <div style="margin-bottom: 10px;">E</div> <div style="margin-bottom: 10px;">11</div> </div> <div style="margin-left: 10px;"> <p>← Sob campo elétrico constante</p> <p>↑ Tensão mecânica e deformação na direção “1”</p> </div> </div>
ε	Matriz	3 x 3	F/m	Permissividade Elétrica
				Coeficientes: <div style="display: flex; align-items: center; margin-left: 20px;"> <div style="font-size: 2em; margin-right: 10px;">ε</div> <div style="display: flex; flex-direction: column; align-items: center;"> <div style="margin-bottom: 10px;">S</div> <div style="margin-bottom: 10px;">33</div> </div> <div style="margin-left: 10px;"> <p>← Sob deformação constante</p> <p>↑ Vetor densidade superficial de Carga e Campo Elétrico na direção “3”</p> </div> </div>
d	Matriz	3 x 6	C/N	Coeficientes Piezelétricos
				Carga/Deformação: <div style="display: flex; align-items: center; margin-left: 20px;"> <div style="margin-left: 20px;">ou</div> <div style="margin-left: 20px;">m/V</div> <div style="margin-left: 20px;"> <div style="font-size: 2em; margin-right: 10px;">d</div> <div style="display: flex; flex-direction: column; align-items: center;"> <div style="margin-bottom: 10px;">1</div> <div style="margin-bottom: 10px;">3</div> </div> <div style="margin-left: 10px;"> <p>↓ Direção de aplicação do campo elétrico</p> <p>↑ Direção de deformação</p> </div> </div> </div>

1.4.1 Coeficiente de Acoplamento Eletromecânico

Como foi mencionado, as constantes que definem o acoplamento entre os domínios mecânico e elétrico, são função da situação em que o material é submetido no instante de sua medição, o que é evidenciado através dos coeficientes E , S , T . Através das equações constitutivas é possível [8] obter-se a relação (1.2), onde, k é denominado de fator de acoplamento eletromecânico.

$$\varepsilon^S = \varepsilon^T \cdot \left(1 - Y^E \frac{d^2}{\varepsilon^T} \right) = \varepsilon^T \cdot (1 - k^2) \quad (1.2)$$

Este coeficiente pode chegar a 0.9 [8], do que resulta uma diferença de aproximadamente 80% entre as permissividades medidas com o atuador bloqueado “ ε^S ” e livre “ ε^T ” ou, então, a diferença entre a rigidez do atuador em curto-circuito “ Y^E ” e em circuito aberto “ Y^D ”, (1.3).

$$Y^D = Y^E \cdot \left(1 - Y^E \frac{d^2}{\varepsilon^T} \right) = Y^E \cdot (1 - k^2) \quad (1.3)$$

O coeficiente k pode ser interpretado, desde que se desprezem as perdas no material, como a taxa de conversão de energia mecânica em elétrica e vice-versa, ou mais precisamente a sua raiz quadrada.

$$k^2 = \frac{\text{energia mecânica convertida em elétrica}}{\text{energia mecânica de entrada}}$$

ou

$$k^2 = \frac{\text{energia elétrica convertida em mecânica}}{\text{energia elétrica de entrada}}$$

1.5 Técnicas de Amortecimento Passivo e Semi-Ativo

O emprego do efeito piezelétrico abre margem à utilização de um novo tipo de material, cujas características físicas permitem que este aja como atuador, sensor ou ambos. Esses materiais diferem dos tradicionais pois permitirem que se ajustem suas características de forma a maximizar a sua operação [15].

Ao se acoplar uma estrutura simples como um resistor aos terminais do elemento piezelétrico, faz-se com que o ele tenha um comportamento de um tratamento visco elástico de amortecimento [7][9][10][11]. Substituindo-se a rede resistiva por um par resistivo-indutivo (RL), a rede passiva resultante quando combinada com as características do atuador, dá origem a um circuito de amortecimento mecânico sintonizado, ou DAV (*Dynamic Vibration Absorber*).

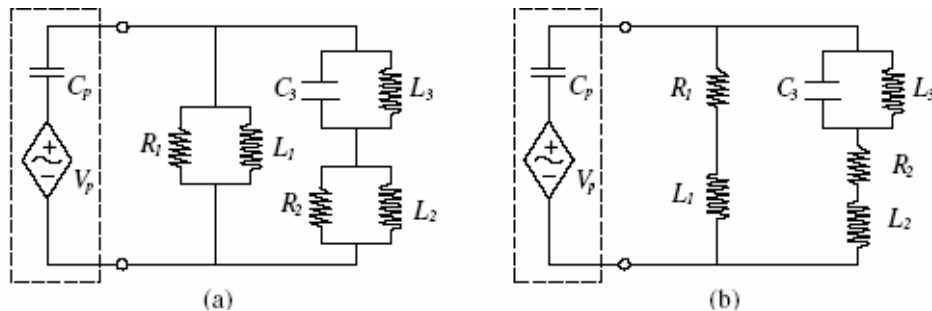


Fig. 1-6 — Circuitos de amortecimento sintonizados de múltiplos modos[12]: (a) Paralelo (b) Série.

Esta técnica de amortecimento é comumente conhecida como “amortecimento passivo sintonizado”, e encontra-se em muitas implementações devido a sua alegada simplicidade, baixo custo e volume reduzido, apresentada como uma alternativa simples para se controlarem as vibrações estruturais [11]–[15]. Certamente uma das grandes vantagens deste tipo de abordagem é a garantia da estabilidade do sistema mesmo diante das incertezas, trazidas pela estrutura, ao contrário das técnicas ativas.

As técnicas de amortecimento passivo e passivo–sintonizado geralmente [9]–[13] visam controlar/amortecer frequências específicas. Assim, para se controlar uma estrutura mecânica real que possui infinitos modos de vibração, um número igual de circuitos sintonizados seria necessário, o que é impraticável.

Além disto, com a redução da frequência dos modos, os indutores necessários podem alcançar valores muito elevados, dezenas de Henry, sendo utilizados então indutores virtuais ou giradores de Riodan [16] (Fig. 1-7) para a sua implementação. Mesmo esta alternativa pode apresentar problemas de implementação, pois elevados níveis de tensão podem ser alcançados nos nós [16], implicando no uso de amplificadores de alta tensão. Ainda, há o inconveniente de se poder empregar até 30 amplificadores para a atenuação de apenas três modos [17].

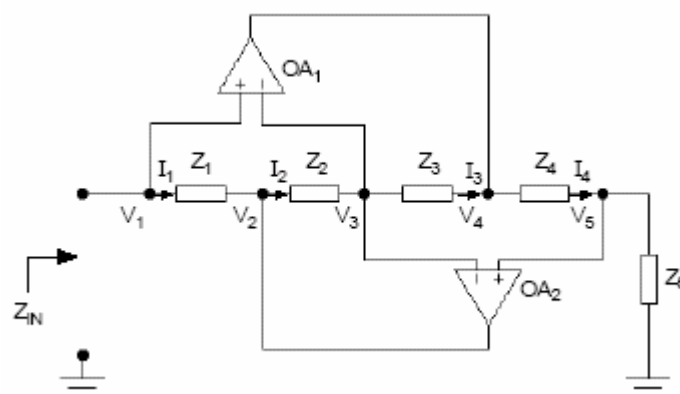


Fig. 1-7 — Estrutura do girador de impedância [16].

Existe ainda o inconveniente da sintonização dos circuitos da Fig. 1-6, pois na prática as frequências dos modos de vibração não são estáticas. Assim, certo grau de amortecimento deve ser introduzido no circuito sintonizado em prol do alargamento da banda de operação, reduzindo sua eficiência.

Como uma alternativa para as questões de sintonia e operação em banda larga existem as técnicas Semi-Ativas SS [18][19], *State Switched*. Estas técnicas empregam a comutação de estados do elemento piezelétrico entre circuito aberto e circuito fechado

(SS–CC/OC) ou, então, entre circuito aberto e um circuito convencional de amortecimento (SS–OC/RS), conforme se mostra na Fig. 1-8. Isto permite que se alterem os estados do atuador entre condições de alta e baixa rigidez [18].



Fig. 1-8 — Estados possíveis para a aplicação da técnica SS [14]: (a) SS–OC/CC; (b) SS–OC/RS.

Além disto, existem ainda outras técnicas que visam aliar as características ativas e passivas, como os circuitos de amortecimento adaptativos [12][13]. Nestes se empregam circuitos analógicos e digitais (Fig. 1-9) para através da medição da corrente de saída do elemento piezelétrico, sintetizar o comportamento de quaisquer circuitos passivos apenas estabelecendo-se uma lei de controle da corrente $i_z(t)$.

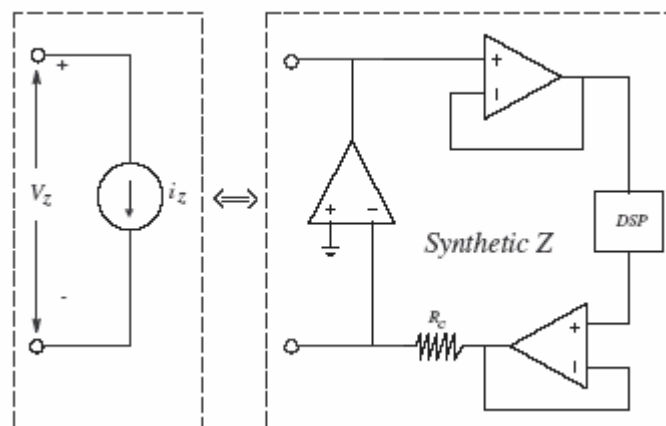


Fig. 1-9 — Impedância virtual emulada digitalmente.

1.6 Motivação

Os circuitos passivos e semi-ativos, como observado, apresentam inconvenientes com questões de sintonia e construção. Com isto, suas características e os ajustes efetuados podem tornar possível o amortecimento das vibrações, mas apenas, dentro de faixas estreitas de frequência e tensão.

Introduzindo-se no sistema uma fonte externa capaz de prover energia para o acionamento de uma estrutura de controle ativo, pode-se, por exemplo, operar em bandas mais largas de frequência e tensão, apenas projetando-se um circuito elétrico adequado. Ou seja, através da construção de um conversor eletrônico para prover,

dentro da faixa de frequências de interesse (Fig. 1-10), a energia necessária ao atuador sem distorções de amplitude, ou atrasos de resposta.

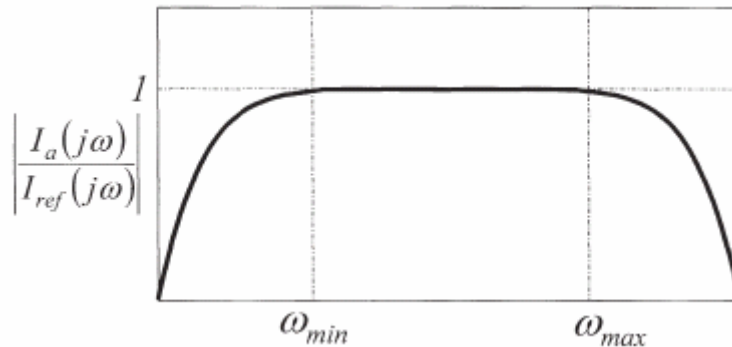


Fig. 1-10 — Especificação da faixa de operação do conversor.

Então, o que motiva este trabalho, é a construção de um conversor capaz de prover o acionamento do elemento piezelétrico para o seu emprego em técnicas de controle ativo de vibrações. Sendo que, o projeto deste conversor deve ser regido pelos seguintes aspectos:

- *Operação com Elevada Eficiência* – pois uma forma simples de se acionar o atuador é através de circuitos lineares [42]. No entanto, estruturas lineares como a apresentada na Fig. 1-11 operam com baixíssima eficiência.

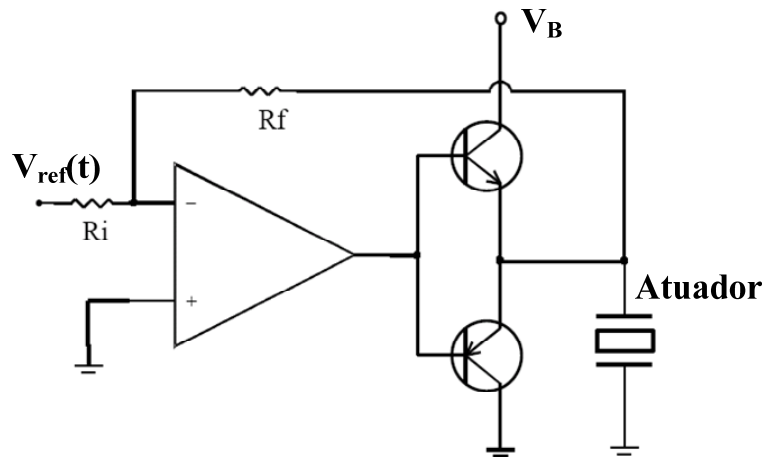


Fig. 1-11 — Exemplo de estrutura de um amplificador linear.

Isto se deve à característica capacitiva apresentada pelo atuador piezelétrico, aliada à incapacidade desta estrutura de operar com energia reativa. Assim, ao invés da energia acumulada na capacitância intrínseca do atuador ser devolvida a fonte V_B ela é dissipada na forma de calor pelos transistores da estrutura [42][43].

Assim, a capacidade de operar com energia reativa, ou seja, a bidirecionalidade, é um aspecto desejado e necessário para a elevação da eficiência da estrutura.

- *Capacidade de Operar com Injeção de Corrente* – uma forma usual [1][44][47] de acionamento e controle do elemento piezelétrico, é através da tensão em seus terminais, Fig. 1-12.

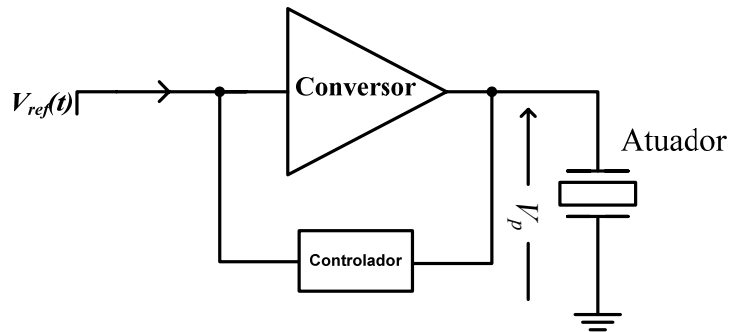


Fig. 1-12 — Diagrama clássico para o controle realimentado da tensão no atuador.

O princípio de controle desta malha baseia-se no proposto pelo IEEE [6], ou seja, através da equação constitutiva do material, (1.4).

$$S = \frac{T}{Y} + d \cdot \frac{V_p}{h_p} \quad \therefore h_p \rightarrow \text{espessura do atuador} \quad (1.4)$$

A lei de controle proposta pela equação (1.4) possui um grande inconveniente, que é o de supor que a relação entre a deformação e o campo elétrico aplicado no atuador são constantes. Isto, na prática, não se observa nas cerâmicas piezelétricas [8][22], que devido ao seu comportamento ferroelétrico possuem vários graus de não linearidade e histerese [8] entre essas duas grandezas, Fig. 1-13.

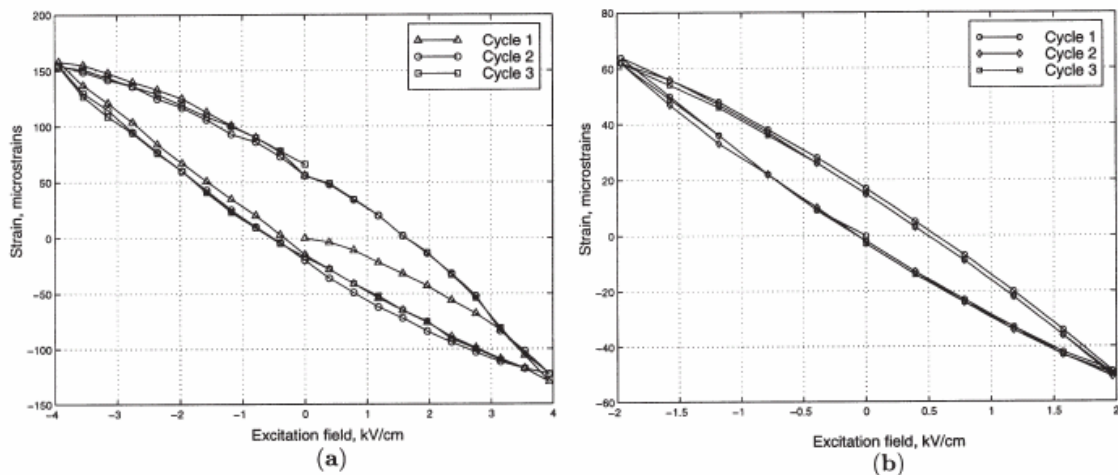


Fig. 1-13 — Efeitos não-lineares no material [22]: (a) $E=4kV/cm$; (b) $E=4kV/cm$.

A Fig. 1-13, demonstra dois efeitos não lineares do material, que são o comportamento histerético e a variação do comportamento elétrico do atuador, em função da intensidade do campo elétrico aplicado. Este comportamento, devido à

histerese, pode ser muito prejudicial à resposta dinâmica do material. Isto porque, ele pode ser interpretado como um atraso de fase que será introduzido na resposta do atuador durante uma perturbação, reduzindo o efeito da ação de controle.

Uma forma de reduzir-se esta histerese na resposta do atuador é através do controle de sua carga. Estudos recentes [20][21][30] mostraram que o controle da carga no atuador é capaz de reduzir de forma eficiente o laço de histerese apresentado pelas cerâmicas piezelétricas com características ferroelétricas. Na Fig. 1-14 está ilustrada a redução do comportamento histerético, da deformação, devido ao controle da carga injetada; a linha contínua representa o sinal medido e a pontilhada uma aproximação linear da inclinação da curva S vs Q .

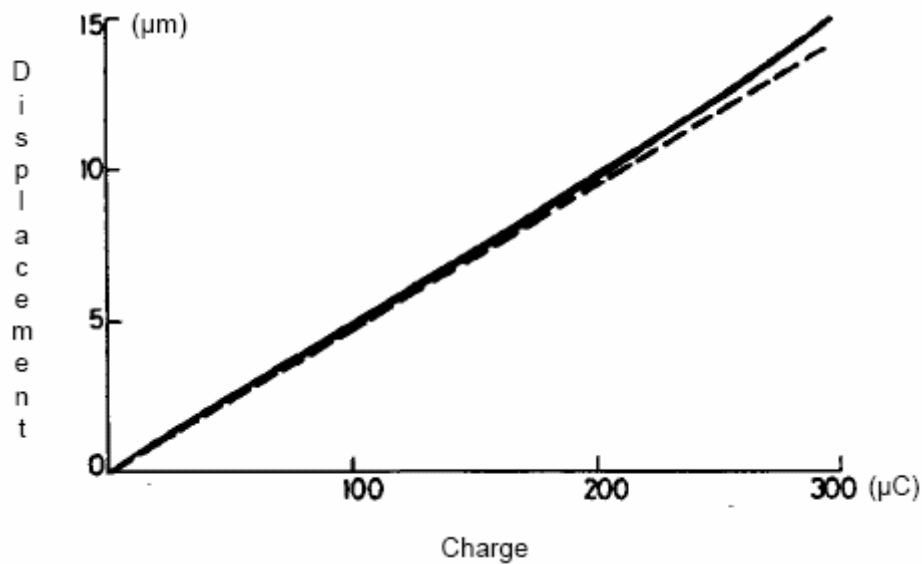


Fig. 1-14 — Redução do laço de histerese na resposta dinâmica do atuador [8] – Controle de Carga.

Por isto, a necessidade de construir-se um amplificador com a capacidade de controlar a corrente injetada no atuador, para que se reduzam os efeitos não lineares na resposta em malha fechada.

Uma vantagem de se controlar a corrente do atuador é a de que $I_p(t)$ é uma imagem de sua velocidade. Isto fica evidente ao reordenarem-se os termos da equação (1.1) para obter uma de suas representações alternativas, (1.5).

$$S = \frac{T}{Y^D} + g^t \cdot D \quad (1.5)$$

$$\text{onde} \quad \frac{1}{Y^D} = \frac{1}{Y^E} - d^t \cdot (\varepsilon^T)^{-1} \cdot d \quad e \quad g = (\varepsilon^T)^{-1} \cdot d$$

Derivando-se (1.5) em relação ao tempo chega-se a (1.6) que evidencia a relação direta entre a velocidade de deformação e a corrente.

$$\frac{d}{dt}S(t) = g' \cdot \frac{d}{dt}Q(t) \quad (1.6)$$

Onde, g' é o coeficiente piezelétrico de carga vs deformação e $I_p(t) = \frac{dQ(t)}{dt}$.

1.7 Análise da Carcaça do Compressor

Para a determinação da banda de operação da malha de controle da corrente, foram realizadas as medições das acelerações em diferentes pontos da carcaça de um compressor hermético, Fig. 1-15. A excitação da carcaça foi efetuada através de um *Shaker* acoplado a sua lateral, e excitado com um sinal do tipo ruído branco com largura de banda de aproximadamente 12 kHz.



Fig. 1-15 — Pontos de medição na carcaça.

Na Fig. 1-16 estão apresentados os resultados das medições efetuadas. Observando-se estes resultados pode-se definir a banda de controle $1\text{kHz} \leq f \leq 10\text{kHz}$.

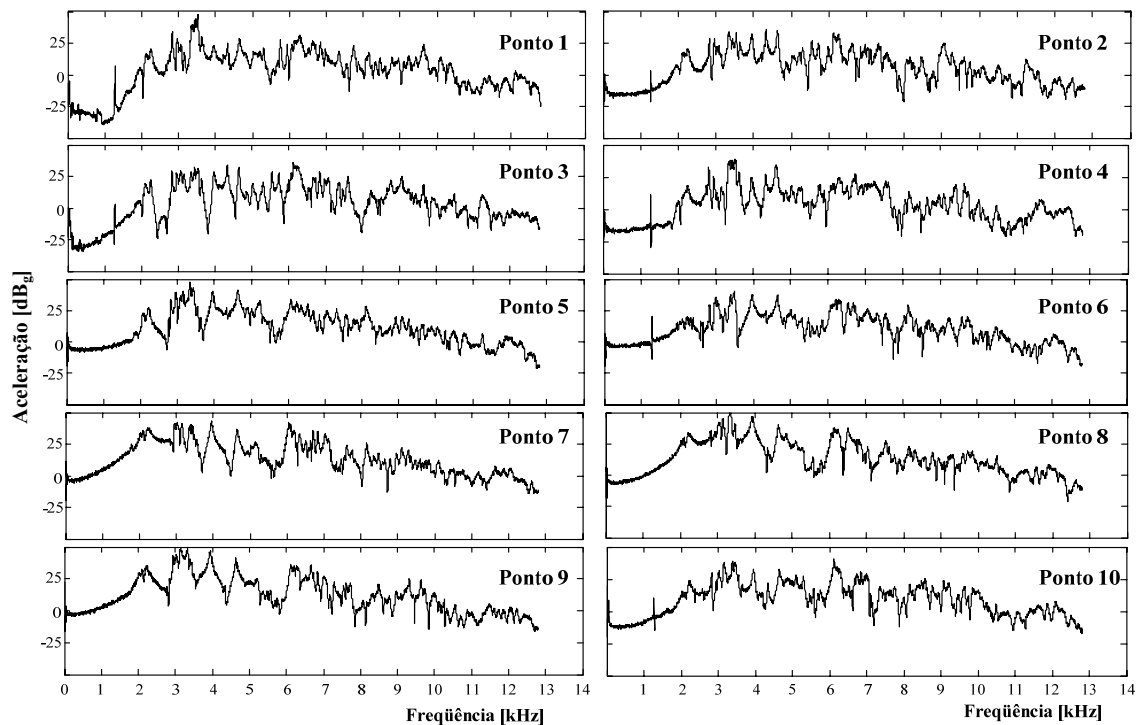


Fig. 1-16 — Acelerações nos pontos de medição.

1.8 Organização da Dissertação

Esta dissertação está dividida em seis capítulos e contém nove anexos em seu final.

No Capítulo 2, analisa-se o comportamento eletromecânico de um atuador piezelétrico operando no modo longitudinal e desacoplado da estrutura base. O modelo obtido para o comportamento dinâmico PZT permite que se avaliem características como suas frequências naturais de ressonância, referentes aos modos de vibração longitudinais, a origem da característica capacitiva observada a partir de seus terminais de entrada, referente à sua capacitância intrínseca, e as forças que são desenvolvidas nas extremidades do atuador quando este se encontra bloqueado mecanicamente.

Ao se acoplar o atuador à viga, diversas questões surgem, como a influência do adesivo na transferência da deformação do atuador para a base, a alteração dos modos de vibração da viga em função das suas condições de contorno, a influência do ponto de fixação do atuador em sua impedância elétrica equivalente e em sua capacidade de sensibilizar os modos de vibração desejados. Em função disto, no Capítulo 3 são desenvolvidos os equacionamentos para a avaliação destes efeitos, através dos quais se podem obter expressões para representar o comportamento dos parâmetros de interesse, como no caso do adesivo, e funções de transferência que relacionam tensões, correntes, acelerações ao longo da viga para se observar a influência do atuador quando acoplado.

Conhecendo-se o comportamento elétrico do atuador nas duas situações de operação, acoplado e desacoplado, é abordado no Capítulo 4 os tipos de fontes de alimentação para o conversor comutado, e a estrutura mais adequada para o acionamento do elemento piezelétrico. Para tal, são analisadas as características do conversor de forma teórica e através de simulações de sua operação, empregando-se apenas o comportamento idealizado do atuador, ou seja, uma capacitância pura. Finalmente, são comparados os resultados teóricos com os experimentais.

O Capítulo 5 trata do estudo e do projeto das malhas de controle de corrente e de tensão aplicadas à estrutura para prover o seguimento do sinal de saída, ou seja, a corrente no atuador $I_p(t)$, à sinais de referência sinusoidais, mesmo em regime

permanente. Abordam-se aspectos como a estabilidade destas malhas e o tipo de compensador a ser empregado para a obtenção das características desejadas em malha fechada. Além disto, analisa-se o comportamento da função de transferência “real”, para que se possa chegar a uma estrutura de controle simples. Efetua-se o cálculo dos parâmetros e efetuam-se simulações para se observar se estes são capazes de proporcionar as respostas desejadas, no modelo teórico. Em seguida são realizadas análises experimentais do circuito completo operando em malha fechada.

As conclusões sobre os equacionamentos e as análises efetuadas através de resultados de simulação e experimentais dos efeitos da alimentação de um atuador piezelétrico, através de um inversor monofásico em ponte completa, são apresentadas na forma de uma conclusão geral, a qual compõe o sexto capítulo desta dissertação.

Capítulo 2

MODELO ELETROMECHANICO DO ATUADOR

Os materiais piezelétricos têm se tornado cada vez mais importantes em aplicações que envolvem controle estrutural. Isto, graças à capacidade de operarem como atuadores, sensores, ou como ambos e, de forma notável, devido à sua versatilidade na integração em estruturas, mesmo as já existentes.

A necessidade de construir-se um modelo que represente de forma adequada o comportamento do elemento piezelétrico surge então para que se possa analisar suas características frente à da estrutura base a qual se deseja introduzi-lo. Isto para determinarem-se os estímulos de controle necessários, em técnicas ativas, e as respostas produzidas por deformações estruturais quando empregado como sensor.

Assim, neste capítulo é desenvolvido um modelo eletromecânico do elemento piezelétrico, onde, o comportamento mecânico é descrito por uma equação diferencial parcial [26][27], e utilizam-se as relações constitutivas dos materiais piezelétricos [1] para acoplar-se as interações eletromecânicas no material.

O circuito equivalente produzido baseia-se no proposto por Mason [2] para linhas de transmissão.

2.1 Equação de Movimento

Para que se possa determinar o comportamento eletromecânico do PZT, primeiro é necessário que se determine a sua equação mecânica de movimento. Segundo, é necessário que se determinem as condições de excitação ilustradas na Fig. 2-1, ou seja, quando submetido a um campo elétrico na direção x_3 e a deformações e/ou tensões ao longo de x_1 e, por consequência, com o conjunto de relações constitutivas descritas em (2.1) e (2.2).

$$S_1(x_1, t) = \frac{T_1(x_1, t)}{Y_{11}^E} + d_{31} \cdot E_3(x_1, t) \quad (2.1)$$

$$D_3(x_1, t) = d_{31} \cdot T_1(x_1, t) + \varepsilon_{33}^T \cdot E_3(x_1, t) \quad (2.2)$$

Tomando-se daí um elemento da pastilha de largura Δx_1 , em uma posição u_1 qualquer ao longo do material, pode-se obter o diagrama de forças ilustrado na Fig. 2-1, onde $N(x_1, t)$ e $u(x_1, t)$ representam a força normal e o deslocamento deste elemento na pastilha, respectivamente.

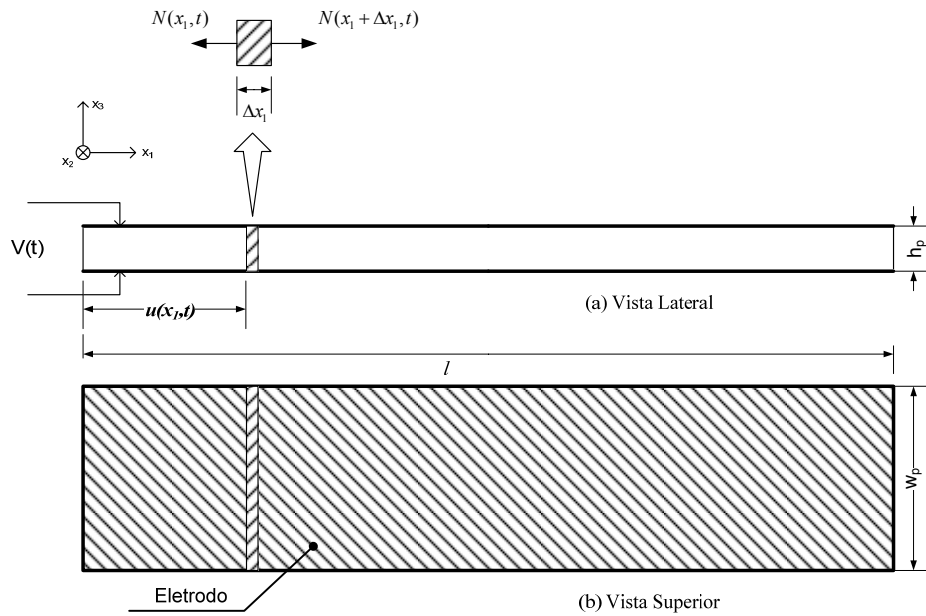


Fig. 2-1 – Atuador Piezoelectrico.

Ao somarem-se as forças que atuam no elemento infinitesimal obtém-se:

$$N(x_1 + \Delta x_1, t) - N(x_1, t) = \rho_p \cdot w_p \cdot h_p \cdot \Delta x_1 \cdot \frac{\partial^2}{\partial t^2} u(x_1, t) \quad (2.3)$$

Dividindo-se às parcelas de (2.3) por Δx_1 ,

$$\frac{N(x_1 + \Delta x_1, t) - N(x_1, t)}{\Delta x_1} = \rho_p \cdot w_p \cdot h_p \cdot \frac{\partial^2}{\partial t^2} u(x_1, t) \quad (2.4)$$

Observa-se em (2.4) que, no limite quando Δx_1 tende a zero, o termo a esquerda da igualdade é a própria definição da derivada, neste caso diferencial parcial (EDP). Assim, chega-se a equação (2.5), que descreve a extensão longitudinal em função da força normal.

$$\frac{\partial}{\partial x_1} N(x_1, t) = \rho_p \cdot w_p \cdot h_p \cdot \frac{\partial^2}{\partial t^2} u(x_1, t) \quad (2.5)$$

Onde ρ_p representa a densidade do material.

É interessante, no entanto, que a EDP da pastilha possa ser descrita apenas em função da extensão longitudinal $u(x_1, t)$ por ela sofrida. Isto pode ser feito através das relações da teoria fundamental de mecânica dos sólidos [25], que permite descrever a $N(x_1, t)$ em função da tensão no material, tal que $N(x_1, t) = w_p \cdot h_p \cdot Y_{11}^E \cdot S_1(x_1, t)$, onde Y é o módulo de elasticidade do material e $S_1(x_1, t) = \partial u / \partial x_1$ ambos ao longo da direção de deformação. Através destas relações e com o auxílio de (2.1) obtém-se (2.6) que então descreve a dinâmica da pastilha apenas em função de sua extensão.

$$c^2 \cdot \frac{\partial^2}{\partial x_1^2} u(x_1, t) = \frac{\partial^2}{\partial t^2} u(x_1, t) \quad \therefore \quad c = \sqrt{\frac{Y_{11}^E}{\rho_p}} \quad (2.6)$$

Nesta expressão o termo c [m/s] representa a velocidade de propagação de uma onda de compressão longitudinal dentro do material.

Observa-se em (2.6) que a influência do campo elétrico no material não está presente. Isto ocorre em função da distribuição uniforme de E_3 ao longo de x_1 , pois o tipo de eletrodo utilizado cobre de forma homogênea a superfície do atuador.

2.2 Solução da EDP

De posse da equação de movimento (2.6), poder-se-ia aplicar as condições de contorno (CdC) a que o atuador está submetido e, através de técnicas como a análise modal [26][27], obter-se a solução analítica para uma entrada específica de tensão elétrica ou de uma força aplicada ao atuador. No entanto, o que se deseja é uma representação como a introduzida por Mason [2] ou por KLM [22], ou seja, um circuito equivalente capaz de relacionar as variáveis mecânicas e elétricas de interesse para uma vasta gama de sinais de entrada.

Para a obtenção do circuito equivalente necessita-se da solução da EDP do sistema e a definição das variáveis de entrada e de saída desejadas para o modelo. A solução de (2.6) pode ser encontrada considerando-se que $u(x_1, t)$ pode ser escrita como um produto de duas outras funções [28], sendo que uma depende apenas da variável espacial x_1 e outra apenas do tempo t , assim como o representado em (2.7).

$$u(x_1, t) = X(x_1) \cdot q(t) \quad (2.7)$$

Com isto (2.6) pode ser reescrita em função destas novas variáveis, de tal forma que:

$$c^2 \cdot \frac{1}{X(x_1)} \cdot \frac{d}{dx_1^2} X(x_1) = \left(\frac{d^2}{dt^2} q(t) \right) \cdot \frac{1}{q(t)} \quad (2.8)$$

Dado que cada lado da equação (2.8) é função de uma variável diferente, uma forma de atender-se a esta restrição é igualando-se ambas à mesma constante, neste caso definida como $-\omega^2$ [28].

$$c^2 \cdot \frac{1}{X(x_1)} \cdot \frac{d^2}{dx_1^2} X(x_1) = \frac{1}{q(t)} \cdot \frac{d^2}{dt^2} q(t) = -\omega^2 \quad (2.9)$$

Ao considerar-se que as excitações envolvidas podem ser descritas por funções harmônicas, pode-se utilizar a equação (2.10) como solução particular para (2.9), sendo que a solução física para $u(x_1, t)$ corresponde à parte real da solução complexa desta equação.

$$u(x_1, t) = X(x_1) \cdot q(t) = (B_1 \cdot \sin(\beta \cdot x_1) + B_2 \cdot (\cos(\beta \cdot x_1))) \cdot e^{j\omega t} \quad (2.10)$$

Nesta equação B_1 e B_2 são constantes a serem determinadas em função das variáveis de saída desejadas e $\beta = \frac{\omega}{c}$ [m⁻¹] é o número de onda, que representa o número de períodos de oscilação por unidade de comprimento.

2.3 Equações de Entrada e de Saída

Como já foi mencionado, as constantes em (2.10) podem ser obtidas através da aplicação das *CdC* a que o PZT está sujeito. Se, ao invés disto obtiver-se a resposta do sistema às excitações externas, harmônicas neste caso, em função das forças e das velocidades de deformação nas extremidades do PZT, pode-se chegar a um novo conjunto de equações que descrevam o comportamento destas grandezas, em função das excitações.

A escolha da força e da velocidade de deformação, como variáveis de saída, dá-se por conveniência em função das fontes de excitação escolhidas para esta análise serem capazes apenas de provocarem deformações longitudinais no atuador.

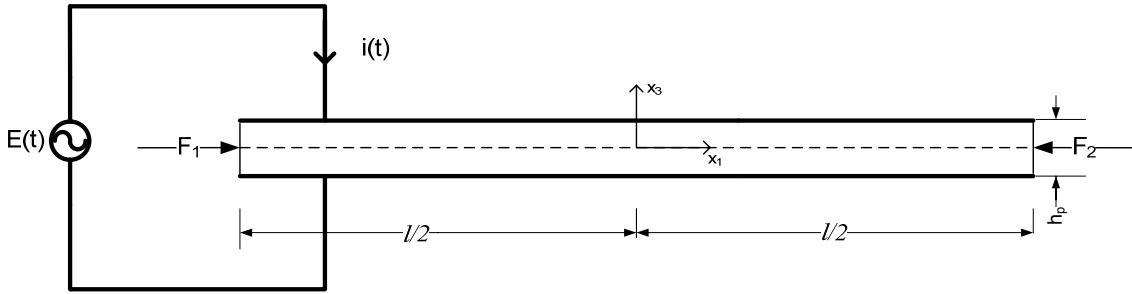


Fig. 2-2 — Carregamento elétrico e mecânico do PZT.

Então, para a situação ilustrada na Fig. 2-2, as forças nas extremidades do atuador/sensor são dadas por (2.11) e (2.12). Vale observar que F_1 e F_2 são negativas, pois uma tensão normal é considerada positiva se ela tem sentido idêntico a direção do vetor normal à superfície e negativa caso contrário.

$$F_1 = -T_1(x_1, t) \Big|_{x_1 = -l/2} \cdot A_1 \quad \therefore \quad A_1 = w_p \cdot h_p \quad (2.11)$$

$$F_2 = -T_1(x_1, t) \Big|_{x_1 = l/2} \cdot A_1 \quad (2.12)$$

Dado que a tensão normal no PZT pode ser extraída de (2.1), e que $S_1(x_1, t) = \frac{\partial}{\partial x_1} u(x_1, t)$, pode-se reescrever as equações anteriores na seguinte forma:

$$F_n(x_1, t) = -Y_{11}^E \cdot A_1 \cdot \frac{\partial}{\partial x_1} u(x_1, t) + d_{31} \cdot Y_{11}^E \cdot A_1 \cdot E(t) \quad (2.13)$$

Fica simples, através da solução para a EDP do sistema, introduzir os coeficientes \mathbf{B}_1 e \mathbf{B}_2 nas equações das forças normais. Porém, tem-se que observar que a dependência espacial do campo elétrico no material já foi retirada e que, devido à excitação arbitrada ser harmônica, pode-se considerar que $E(t) = E \cdot e^{j\omega t}$. Assim, as forças normais são dadas por (2.14) e (2.15).

$$F_1(t) = -Y_{11}^E \cdot A_1 \cdot \beta \cdot \left(B_1 \cdot \cos\left(\frac{\beta \cdot l}{2}\right) + B_2 \cdot \sin\left(\frac{\beta \cdot l}{2}\right) \right) \cdot e^{j\omega t} + d_{31} \cdot Y_{11}^E \cdot A_1 \cdot E \cdot e^{j\omega t} \quad (2.14)$$

$$F_2(t) = -Y_{11}^E \cdot A_1 \cdot \beta \cdot \left(B_1 \cdot \cos\left(\frac{\beta \cdot l}{2}\right) - B_2 \cdot \sin\left(\frac{\beta \cdot l}{2}\right) \right) \cdot e^{j\omega t} + d_{31} \cdot Y_{11}^E \cdot A_1 \cdot E \cdot e^{j\omega t} \quad (2.15)$$

Então, definem-se as velocidades de deformação nas extremidades do atuador, θ_1 e θ_2 , de acordo com (2.16) e (2.17).

$$\theta_1(t) = \frac{\partial u(x_1, t)}{\partial t} \Big|_{x_1 = -l/2} = j \cdot \omega \cdot \left(-B_1 \cdot \sin\left(\frac{\beta \cdot l}{2}\right) + B_2 \cdot \cos\left(\frac{\beta \cdot l}{2}\right) \right) \cdot e^{j\omega t} \quad (2.16)$$

$$\theta_2(t) = -\frac{\partial u(x_1, t)}{\partial t} \Big|_{x_1 = l/2} = j \cdot \omega \cdot \left(-B_1 \cdot \sin\left(\frac{\beta \cdot l}{2}\right) - B_2 \cdot \cos\left(\frac{\beta \cdot l}{2}\right) \right) \cdot e^{j\omega t} \quad (2.17)$$

Utilizando-se as notações fasorial e matricial para simplificar a análise, pode-se agrupar aos conjuntos de equações resultantes (2.14) a (2.17), da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}_1 \\ \hat{\theta}_2 \end{bmatrix} = j \cdot \omega \cdot \begin{bmatrix} -\sin\left(\frac{\beta \cdot l}{2}\right) & \cos\left(\frac{\beta \cdot l}{2}\right) \\ -\sin\left(\frac{\beta \cdot l}{2}\right) & -\cos\left(\frac{\beta \cdot l}{2}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad \therefore \quad \hat{\theta} \triangleq \mathbb{R}\{\theta \cdot e^{j\omega t}\} \quad (2.18)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{F}_1 \\ \hat{F}_2 \end{bmatrix} = -Y_{11}^E \cdot A_1 \cdot \beta \cdot \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\beta \cdot l}{2}\right) & \sin\left(\frac{\beta \cdot l}{2}\right) \\ \cos\left(\frac{\beta \cdot l}{2}\right) & -\sin\left(\frac{\beta \cdot l}{2}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} + d_{31} \cdot Y_{11}^E \cdot A_1 \cdot \hat{E}_3 \quad (2.19)$$

Resolvendo-se esse conjunto de sistemas, para a obtenção das forças nas extremidades do atuador, chega-se a (2.20).

$$\begin{bmatrix} \hat{F}_1 \\ \hat{F}_2 \end{bmatrix} = Z_o \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\tan(\beta \cdot l)} & \frac{1}{\sin(\beta \cdot l)} \\ \frac{1}{\sin(\beta \cdot l)} & \frac{1}{\tan(\beta \cdot l)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\theta}_1 \\ \hat{\theta}_2 \end{bmatrix} + \Psi \cdot \hat{V} \quad (2.20)$$

Onde [31], $Z_o = \frac{Y_{11}^E \cdot \beta \cdot A_1}{j \cdot \omega} [N \cdot s] \quad \Psi = d_{31} \cdot Y_{11}^E \cdot w_p \left[\frac{N}{V} \right] \text{ ou } \left[\frac{C}{m} \right]$

Através de (2.20) já se observa a interação existente entre as portas mecânica e elétrica do modelo, evidenciada pelo termo $\Psi \cdot \hat{V}$. No entanto, fazendo-se uma analogia com a análise de circuitos elétricos, o que se dispõe até aqui é o conjunto de equações de duas malhas, onde $\hat{\theta}_1$ e $\hat{\theta}_2$ representam as correntes de malha.

2.4 Circuito Equivalente

Para que se possam identificar todos os elementos existentes nestas malhas é necessário que se determinem as correntes em cada ramo, ou seja, que se conheçam os nós do sistema. Para tal, utiliza-se a equação (2.2), pois esta permite que se determine a

corrente de entrada, que é igual à derivada da carga superficial nos eletrodos do atuador, assim como o apresentado em (2.21).

$$I(t) = \frac{\partial}{\partial t} \oint_{A_3} D_3(x_1, t) \cdot dA_3 \quad (2.21)$$

Substituindo-se a (2.2) e (2.1), nesta equação e após algumas manipulações algébricas pode-se obter (2.22).

$$I(t) = w_p \cdot d_{31} \cdot Y_{11}^E \left(\left. \frac{\partial}{\partial t} u(x_1, t) \right|_{x_1=l/2} - \left. \frac{\partial}{\partial t} u(x_1, t) \right|_{x_1=-l/2} \right) + \frac{w_p \cdot \epsilon_{33}^T \cdot l}{h_p} \left(1 - \frac{d_{31}^2 \cdot Y_{11}^E}{\epsilon_{33}^T} \right) \frac{d}{dt} V(t) \quad (2.22)$$

Daí, lembrando-se que as excitações do sistema são harmônicas e, que as velocidades nas extremidades do atuador são dadas pelas expressões (2.16) e (2.17), chega-se a equação (2.23) que representa a corrente de entrada do atuador.

$$I(t) = -\Psi \cdot (\hat{\theta}_2 + \hat{\theta}_1) + \frac{\hat{V}}{Z_p} \quad (2.23)$$

Onde [7], $Z_p = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{ps}}$; $C_{ps} = C_{pt} \cdot (1 - k_{31}^2)$, $k_{31}^2 = \frac{d_{31}^2 \cdot Y_{11}^E}{\epsilon_{33}^T}$ e $C_{pt} = \frac{w_p \cdot \epsilon_{33}^T \cdot l}{h_p}$.

Como esperado, (2.23) apresenta-se como a equação das correntes em um nó, no entanto as relações entre as portas do sistema ainda não ficam claras. É somente com a introdução de um transformador [2] com relação de transformação igual a Ψ , que pode-se agrupar a (2.20) e (2.23) explicitamente em um circuito equivalente assim como o ilustrado na Fig. 2-3.

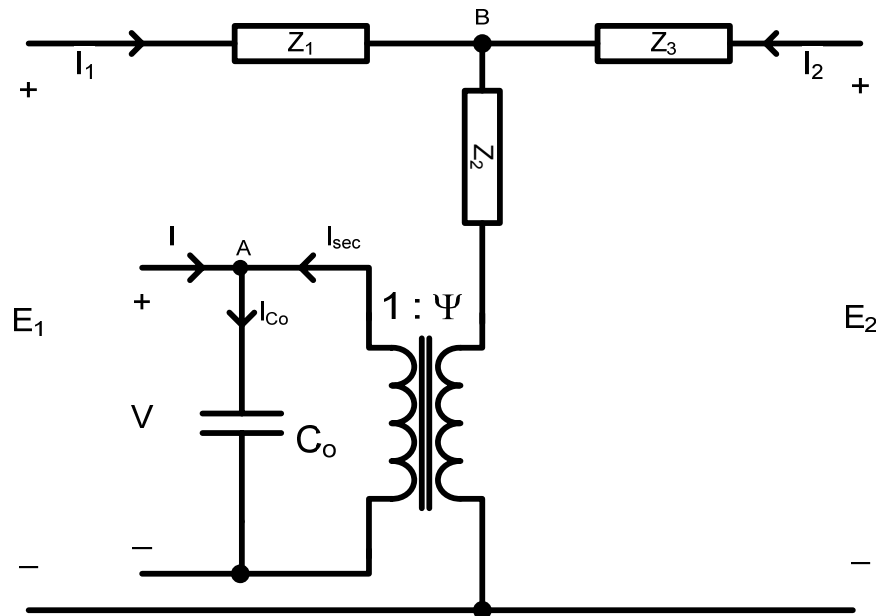


Fig. 2-3 — Circuito equivalente do atuador/sensor piezelétrico.

Os parâmetros do circuito equivalente podem ser obtidos através das equações das malhas no secundário do transformador. Assim, assumindo-se que as correntes de malha são I_1 e I_2 chega-se a (2.24).

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_1 + Z_2 & Z_2 \\ Z_2 & Z_2 + Z_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} + \Psi \cdot V \quad (2.24)$$

Daí, comparando-se (2.24) com (2.20), obtém-se os parâmetros dos ramos dados por (2.25).

$$Z_1 = Z_3 = -Z_o \cdot \tan\left(\frac{\beta \cdot l}{2}\right); \quad Z_2 = \frac{Z_o}{\sen(\beta \cdot l)} \quad (2.25)$$

Por fim, efetuando-se o somatório das correntes no **nó A** e comparando-se o resultado com (2.23), obtém-se o parâmetro C_o dado por (2.26).

$$C_o = C_{ps} \quad (2.26)$$

2.5 Análise do Circuito Equivalente

É importante ter em mente que se busca, com este equacionamento, um modelo simplificado capaz de descrever o comportamento do elemento piezelétrico para uma vasta gama de excitações, se não em toda sua faixa de operação, pelo menos dentro da faixa de frequências de interesse.

Diz-se isto porque, traçando-se o comportamento dos parâmetros Z_2 e Z_3 do modelo (Fig. 2-4), parametrizados em relação à Z_o , observa-se a presença de picos elevados, os quais correspondem às frequências naturais de vibração da pastilha piezelétrica.

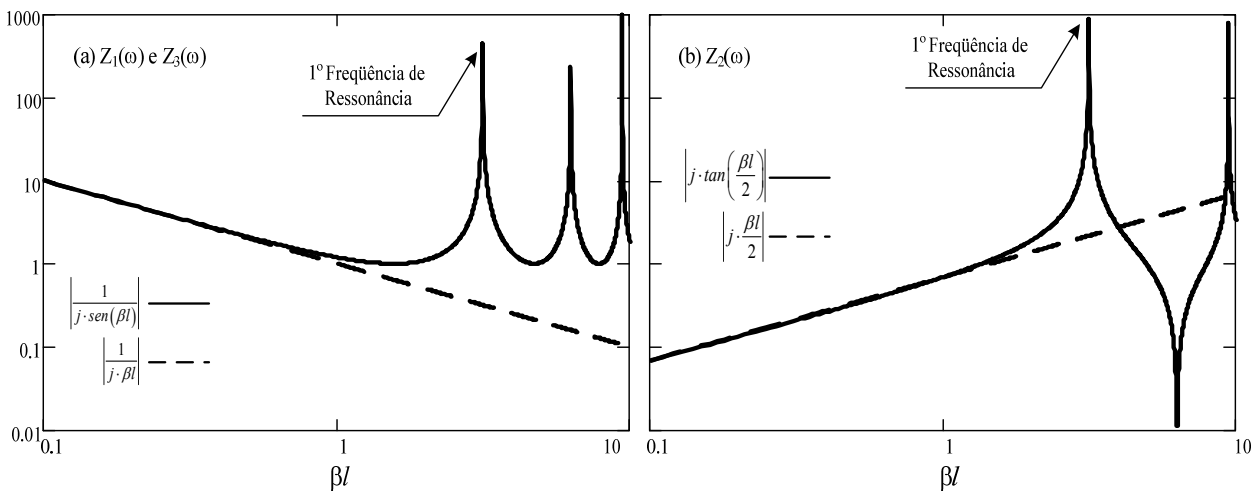


Fig. 2-4 — Aproximações para os termos não-lineares dos parâmetros do circuito equivalente.

Observa-se na Fig. 2-4 que, ao operar-se com o PZT em uma faixa de frequências abaixo de sua primeira ressonância, pode-se simplificar aos parâmetros Z_n do modelo, aproximando-se os termos transcendentais apenas por seus argumentos. Isto permite que se reescrevam as relações apresentadas em (2.25), assim como demonstrado em (2.27).

$$Z_1 = Z_3 = -Z_o \cdot \frac{\beta \cdot l}{2}; \quad Z_2 = \frac{Z_o}{\beta \cdot l} \quad (2.27)$$

Podem-se rearranjar os termos de (2.27), dado que $\beta = \omega \cdot \sqrt{\frac{\rho_p}{Y_{11}^E}}$, para se obterem os valores dos parâmetros equivalentes de Z_1 , Z_2 e Z_3 , cujos valores estão apresentados em (2.28). As constantes C_{eq} e L_{eq} decorrentes desta simplificação nada mais são do que a flexibilidade e a massa equivalente da pastilha piezelétrica em baixas frequências.

$$\begin{aligned} Z_1(\omega) = Z_3(\omega) &= j \cdot \omega \cdot L_{eq} \therefore L_{eq} \triangleq \frac{w_p \cdot l \cdot h_p \cdot \rho_p}{2} [kg] \\ Z_2(\omega) &= \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{eq}} \therefore C_{eq} \triangleq \frac{l}{Y_{11}^E \cdot w_p \cdot h_p} [m/N] \end{aligned} \quad (2.28)$$

Utilizando-se a analogia com sistemas elétricos, pode-se então construir uma representação simplificada do modelo completo, tal qual a ilustrada na Fig. 2-5, onde C_{eq} apresenta-se na forma de um capacitor e L_{eq} de indutores.

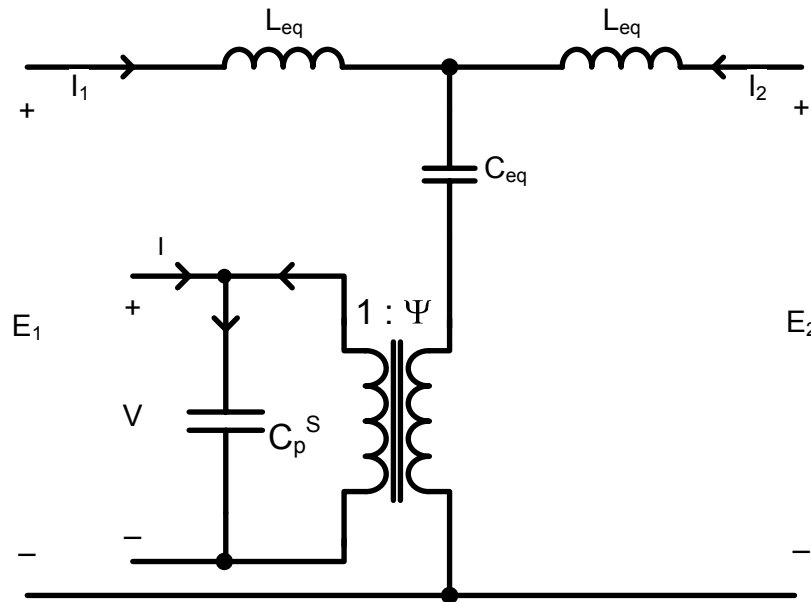


Fig. 2-5 — Circuito elétrico linear equivalente.

2.6 Limitações da Linearização

A linearização dos parâmetros do circuito equivalente é de extrema importância, pois permite que se utilizem ferramentas matemáticas, como a transformada de Laplace, que simplificam a análise do comportamento do elemento piezelétrico. Deve-se, no entanto, ter conhecimento das distorções produzidas decorrentes deste processo.

Considerando-se a operação como atuador, estando a pastilha desacoplada de qualquer estrutura, as forças normais em suas extremidades são nulas. Assim, pode-se simplificar (2.20) e (2.24) para obterem-se as expressões (2.29) e (2.30), que relacionam as velocidades em função da tensão aplicada, nos modelos não-linear e linear respectivamente.

$$\Theta(\omega) = \frac{\hat{V}}{\hat{\theta}_n} = -\frac{Z_o}{\Psi} \cdot \cot\left(\frac{\beta(\omega) \cdot l}{2}\right) \quad (2.29)$$

$$\Theta_s(\omega) = \frac{\hat{V}}{\hat{I}_n} = \frac{1}{\Psi} \cdot \left(\frac{j \cdot \omega \cdot L_{eq}}{2} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{eq}} \right) \quad (2.30)$$

Com estas equações pode-se traçar a resposta em frequência da velocidade de saída dos dois sistemas (Fig. 2-6a), através da qual se observa a similaridade de comportamento, desde que se opere em frequências inferiores a de ressonância mecânica.

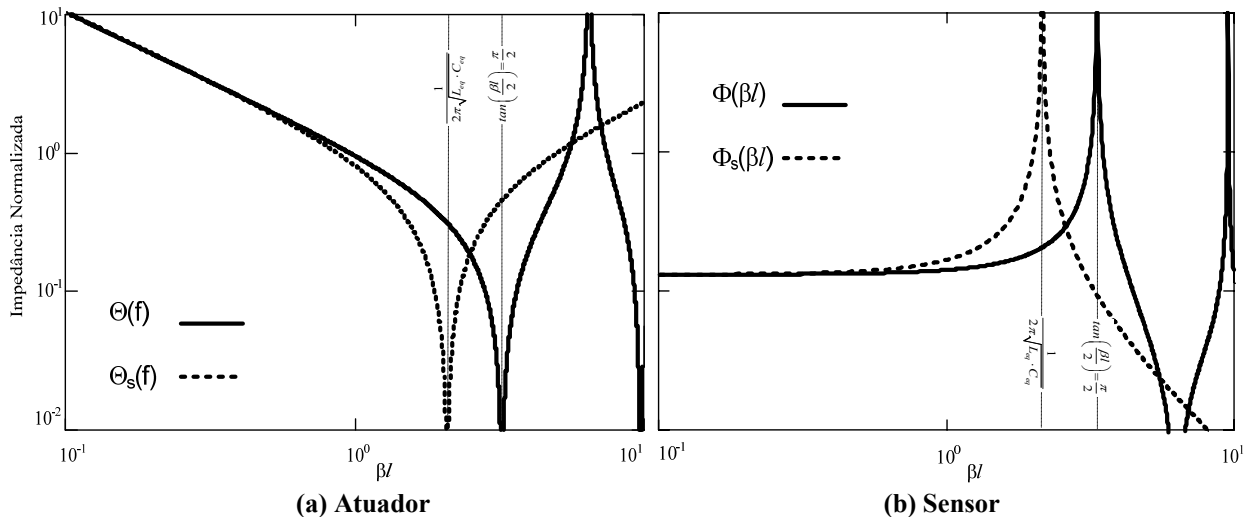


Fig. 2-6 — Resposta em frequência das velocidades de saída dos modelos.

Na configuração de sensor, a corrente injetada na pastilha pela fonte externa é nula, logo $I(t) = 0$. Como consequência disto obtém-se através da expressão (2.23) que a

tensão em seus terminais é igual a $Z_p^S \cdot \Psi \cdot (\hat{\theta}_2 + \hat{\theta}_1)$. Este fato permite que se obtenham a $\Phi(\omega)$ e $\Phi_s(\omega)$, que relacionam as tensões de saída dos circuitos linear e não-linear, a um par de forças idênticas aplicadas nas extremidades da pastilha.

$$\begin{aligned}\Phi(\omega) &= \frac{\Psi^2 \cdot Z_p^S(\omega)}{-\frac{Z_o}{2} \cdot \tan\left(\frac{\beta l}{2}\right) + \frac{Z_o}{\sin(\beta l)} + \Psi^2 \cdot Z_p^S(\omega)} \\ \Phi_s(\omega) &= \frac{\Psi^2 \cdot Z_p^S(\omega)}{\frac{j \cdot \omega \cdot L_{eq}}{2} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{eq}} + \Psi^2 \cdot Z_p^S(\omega)}\end{aligned}\quad (2.31)$$

Verifica-se através da Fig. 2-6b que, de forma análoga à situação anterior, o comportamento em frequência dos dois modelos assemelha-se muito quando se opera abaixo do primeiro modo de ressonância.

A análise do comportamento dos dois modelos demonstra que, devido à linearização, há a redução da banda passante do sistema simplificado. Por isto, tem-se que atentar quanto ao espectro dos sinais utilizados, para avaliar o comportamento do sistema de controle ou das técnicas de amortecimento.

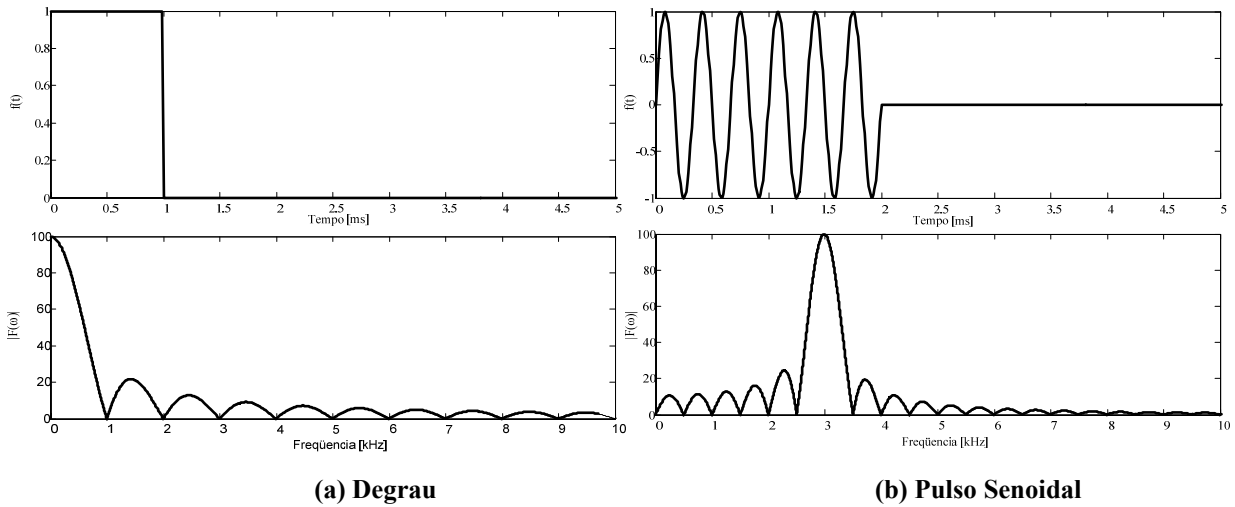


Fig. 2-7 — Exemplos de sinal de entrada com largura de banda limitada.

Como já foi definida, através de medições, a faixa de frequência das vibrações da carcaça que se deseja atenuar estende-se de 1 a 10 kHz. Com isto podem-se definir alguns tipos de sinais, como os apresentados na Fig. 2-7, para os testes das estruturas.

Dado que, tanto a redução da largura do pulso na Fig. 2-7a, quanto a elevação da frequência fundamental da Fig. 2-7b, alteram de forma previsível (através da transformada de Fourier), o espectro destes sinais pode-se “moldar” à entrada mais adequada.

2.7 Impedância Elétrica

Após a obtenção analítica do modelo eletromecânico para deformações longitudinais, é necessário que se determine quão fiel é esta representação ao comportamento real de um atuador/sensor piezelétrico.

Fica evidente através dos modelos apresentados nas Fig. 2-3 e Fig. 2-5, que a corrente de entrada de um atuador piezelétrico depende diretamente da situação de carregamento a que este é submetido. No entanto, pode-se avaliar apenas o comportamento do PZT supondo-se que suas extremidades estão livres ($F_1 = F_2 = 0$), pois através desta hipótese é possível obterem-se as correntes de entrada para os modelos apresentados em (2.32) e (2.33) respectivamente.

$$\hat{I} = \hat{V} \cdot \left[\frac{2 \cdot \Psi^2}{Z_o(\omega)} \cdot \tan\left(\frac{\beta(\omega) \cdot l}{2}\right) + \frac{1}{Z_p^s(\omega)} \right] \quad (2.32)$$

$$\hat{I} = \hat{V} \cdot \left[\frac{\Psi^2}{\frac{1}{j\omega C_{eq}} + \frac{j\omega L_{eq}}{2}} + \frac{1}{Z_p^s(\omega)} \right], \quad (2.33)$$

Sabe-se ainda que a impedância elétrica equivalente de um circuito Z_{th} , para excitações harmônicas, é igual a V/I [32]. Rearranjando-se os termos de (2.32) e (2.33) obtêm-se as impedâncias de entrada para os modelos não-linear e linear.

$$Z_{thnl} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_p^s \cdot \left[\left(\frac{k_{31}^2}{1 - k_{31}^2} \right) \cdot \frac{\tan\left(\frac{\beta(\omega) \cdot l}{2}\right)}{\frac{\beta(\omega) \cdot l}{2}} + 1 \right]} \quad (2.34)$$

$$Z_{thl} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_p^s \cdot \left[\frac{1}{\frac{C_p^s}{C_{eq}} - \frac{\omega^2}{2} \cdot L_{eq} \cdot C_p^s} \cdot \Psi^2 + 1 \right]} \quad (2.35)$$

De posse das expressões analíticas das impedâncias de entrada dos modelos, pode-se obter a Fig. 2-8, onde estão apresentados os resultados experimentais das medições de impedância elétrica de alguns elementos piezelétricos. Vale observar que,

estes valores foram obtidos através de um analisador de impedâncias modelo HP4284A, e que as propriedades de cada um dos elementos estão descritas no Anexo-A.

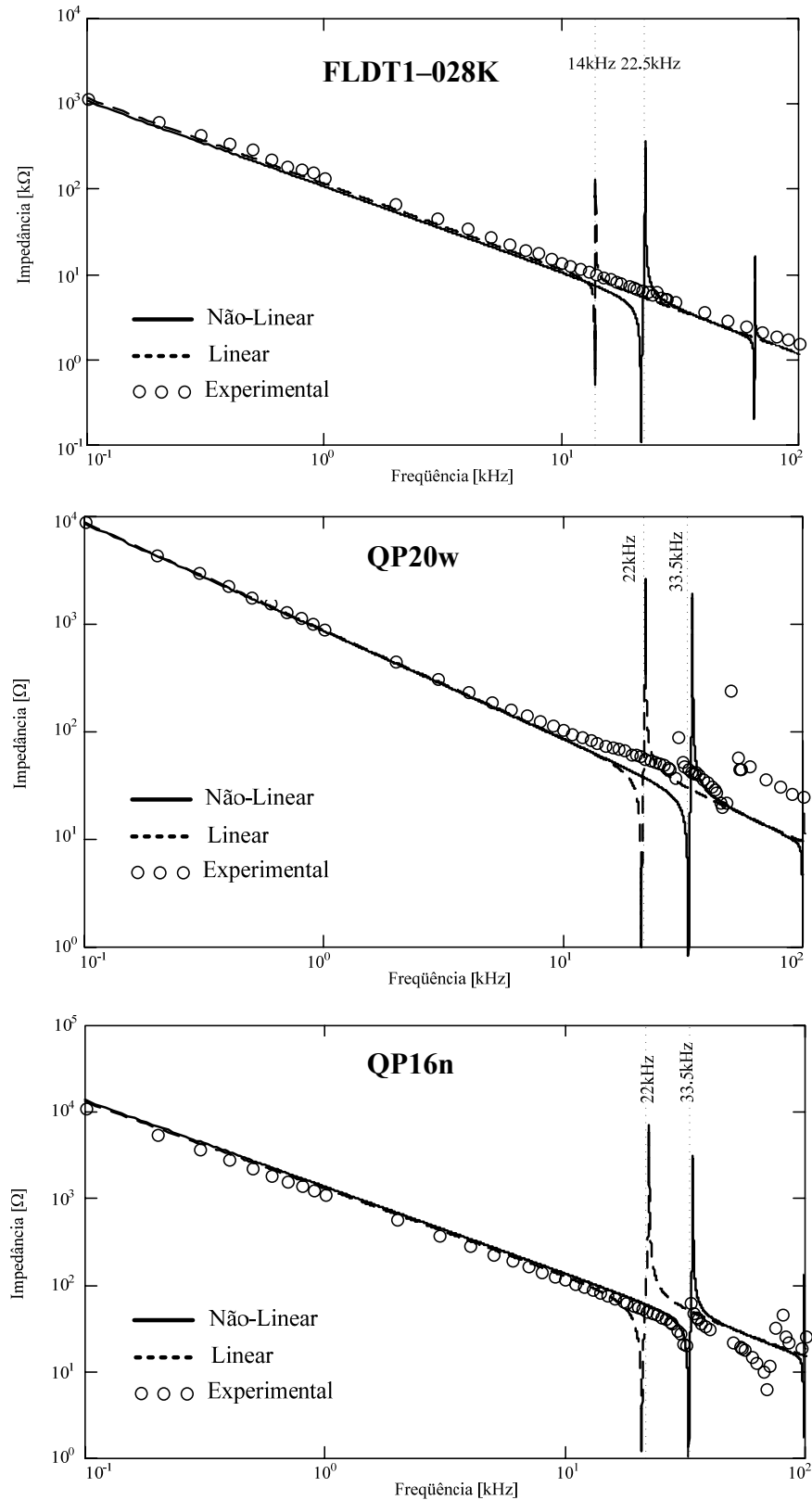


Fig. 2-8 — Impedância elétrica de alguns elementos piezelétricos.

Nada foi dito sobre a fase medida em cada uma das pastilhas piezelétricas, isto porque, apresentaram um comportamento compatível com seus respectivos modelos analíticos.

2.8 Conclusão

Neste capítulo foram obtidas representações equivalentes para o comportamento de um elemento piezelétrico (atuador ou sensor) sob esforços longitudinais. Isto na forma de um circuito elétrico [2] de três portas, uma elétrica e duas mecânicas.

Demonstrou-se através destes modelos que não só os parâmetros elétricos regem o comportamento de um PZT, na forma de sua capacitância intrínseca, mas que as características mecânicas do material introduzem “ramos mecânicos” na representação equivalente, pelos quais uma parcela da energia elétrica aplicada aos terminais do piezelétrico pode ser convertida em mecânica e vice-versa.

Baseado no modelo idealizado foi possível obter-se, através de simplificações, uma representação de seu comportamento para uma faixa de frequências inferiores ao primeiro modo de ressonância mecânica do material. Esta simplificação, no entanto, mostrou-se restritiva quanto a sua faixa de operação aplicável, limitando os tipos de sinais aplicáveis por sua banda de frequência.

A construção do modelo permitiu estabelecerem-se relações analíticas entre as grandezas envolvidas. Um exemplo disso é a impedância elétrica de entrada, cujos valores, para algumas pastilhas, também foram obtidos experimentalmente.

Quanto aos resultados obtidos deste procedimento, o que se observa é a concordância de valores com a impedância analítica, em praticamente toda a faixa medida, enquanto que o modelo simplificado, como era esperado, é capaz de representar o comportamento do elemento piezelétrico apenas em faixas de seu espectro.

Capítulo 3

MODELO ELETROMECHANICO PZT EM UMA VIGA

Existem diferentes abordagens quanto à forma de introdução de um elemento piezelétrico a uma estrutura. Pode-se, por exemplo, incorporá-los à base durante seu processo de fabricação, ou então adicioná-los a superfície através de adesivos.

Independente da forma de integração do elemento piezelétrico à estrutura base, percebe-se, através do modelo apresentado na seção anterior, que seu comportamento é influenciado de forma direta por suas condições de operação, livre, engastado, etc. Assim, a força aplicada na estrutura em função da tensão nos terminais do piezelétrico deve ser obtida, levando-se em consideração também a sua forma de acoplamento, ou seja, a estrutura base.

Desenvolvem-se daí, a partir das relações básicas fornecidas pela mecânica dos sólidos, as equações que regem o comportamento estático e dinâmico deste sistema formado pela adição do elemento a uma viga. Isto, para que se possam investigar as contribuições ao amortecimento das vibrações da viga, que advém da utilização de um atuador piezelétrico acoplado.

3.1 Equações Estáticas

Quando acoplado, o elemento piezelétrico fica submetido às mesmas situações de carregamento a que a base é sujeita, por exemplo, flexão e/ou torsão. Assim, antes de efetuar-se a análise é necessário que se defina as condições de operação:

- Flexão pura da base, dentro dos limites elásticos do material;
- Desprezam-se os efeitos de inércia de rotação e torsão;
- Desprezam-se os efeitos de cisalhamento da base e do atuador;
- A massa do elemento piezelétrico é desprezível;
- O elemento piezelétrico está integrado a base através de um adesivo, como o ilustrado na Fig. 3-1.

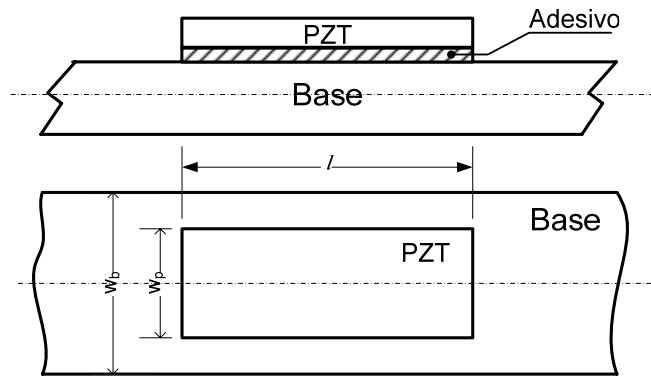


Fig. 3-1 — Detalhe da integração do PZT a estrutura base.

Sabe-se, através de (2.1) , que quando uma tensão elétrica é aplicada nos terminais do atuador este tenta deformar-se. Dado que os movimentos da pastilha estão restritos pela estrutura base, esta não só deforma-se ao longo de x_1 , mas também se flexiona em relação à x_2 , isto devido à natureza assimétrica da configuração. Assume-se que isto induz uma distribuição assimétrica de deformação na viga [33][34][35] , tal qual a apresentada na Fig. 3-2.

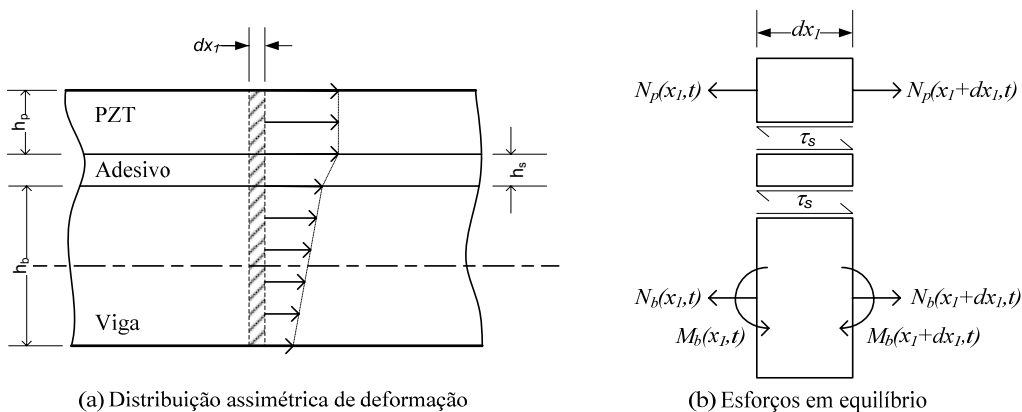


Fig. 3-2 — Esforços básicos na estrutura em equilíbrio.

A partir dessas simplificações pode-se obter, para a estrutura em equilíbrio, as tensões mecânicas na superfície de contato e no atuador, no elemento $d\mathbf{x}_I$, dadas respectivamente por (3.1) e (3.2) [33] .

$$\frac{\partial T_b^s}{\partial x_1} + \alpha \cdot \frac{w_s}{w_b} \cdot \frac{\tau_s}{h_b} = 0 \quad (3.1)$$

$$\frac{\partial T_p}{\partial x_1} - \frac{w_s}{w_p} \cdot \frac{\tau_s}{h_p} = 0 \quad (3.2)$$

Onde α , é uma constante definida pela geometria da distribuição de deformação adotada para a seção sob análise da viga, que neste caso é igual a quatro [33][35].

Considerando-se que as deformações ocorrem apenas na direção \mathbf{x}_I , também se podem definí-las na superfície da viga, no atuador e no cisalhamento do adesivo, tal qual apresentado em (3.3), (3.4) e (3.5).

$$S_p = \frac{\partial u_p}{\partial x_1} \quad (3.3)$$

$$S_b^s = \frac{\partial u_b^s}{\partial x_1} \quad (3.4)$$

$$\gamma_s = \frac{u_p - u_b^s}{h_s} \quad (3.5)$$

Já as relações entre as tensões e deformações, para a situação descrita na Fig. 3-2, supondo-se que todos os materiais são isotrópicos nas direções analisadas, podem ser descritas na forma de (3.6) e (3.7).

$$S_b^s = \frac{T_b^s}{Y_b} \quad (3.6)$$

$$\tau_s = G_s \cdot \gamma_s \quad (3.7)$$

Onde, Y_b e G_s são, respectivamente, o módulo de elasticidade da viga e de cisalhamento do adesivo.

A relação tensão/deformação para o elemento piezelétrico é obtida através de suas relações constitutivas. Observa-se que, devido ao seu acoplamento eletromecânico, há a presença do termo Λ em (3.8), que representa sua deformação quando este não está acoplado a estrutura base.

$$T_p = Y_{11}^E \cdot (S_p - \Lambda) \quad (3.8)$$

3.2 Análise dos Esforços Mecânicos

De posse das equações de equilíbrio do sistema é preciso determinar os esforços mecânicos e, através destes, investigar a transferência da força produzida pelo atuador, para a estrutura base.

Arbitra-se, por conveniência, que as deformações nos materiais são as grandezas de referência para a obtenção dos esforços, assim, ao substituírem-se as equações (3.4) a (3.7), em (3.1), obtém-se (3.9) que, quando derivada em relação à x_1 , dá origem a (3.10).

$$\frac{\partial}{\partial x_1} (Y_b \cdot S_b^s) + \alpha \cdot \frac{w_s}{w_b} \cdot \left[\frac{G_s}{h_b} \cdot \left(\frac{u_p - u_b^s}{h_s} \right) \right] = 0 \quad (3.9)$$

$$Y_b \cdot \frac{\partial^2}{\partial x_1^2} S_b^s - \alpha \cdot \frac{w_s}{w_b} \cdot \frac{G_s}{h_b \cdot h_s} \cdot S_b^s = -\alpha \cdot \frac{w_s}{w_b} \cdot \frac{G_s}{h_b \cdot h_s} \cdot S_p \quad (3.10)$$

De forma análoga, através de (3.2), (3.3), (3.5), (3.7) e (3.8) obtém-se (3.11).

$$Y_p \cdot \frac{\partial^2}{\partial x_1^2} S_p - \frac{w_s}{w_p} \cdot \frac{G_s}{h_p \cdot h_s} \cdot S_p = -\frac{w_s}{w_p} \cdot \frac{G_s}{h_p \cdot h_s} \cdot S_b^s \quad (3.11)$$

Daí, agrupando-se (3.11) e (3.10) obtém-se o conjunto de equações diferenciais (3.12) que descreve as deformações sofridas pela superfície da viga e pelo atuador [33].

$$\begin{aligned} \frac{\partial^4}{\partial x_1^4} S_p - \Gamma^2 \cdot S_p &= 0 & (a) \\ \frac{\partial^4}{\partial x_1^4} S_b^s - \Gamma^2 \cdot S_b^s &= 0 & (b) \end{aligned} \quad (3.12)$$

Onde [35], $\Gamma^2 = \frac{\Psi_s}{h_s^2} \cdot \left(\frac{\Psi_b + \alpha}{\Psi_b} \right)$; $\Psi_b \triangleq \frac{w_b \cdot h_b \cdot Y_b}{w_p \cdot h_p \cdot Y_p}$; $\Psi_s \triangleq \frac{G_s \cdot h_s \cdot w_s}{Y_p \cdot h_p \cdot w_p}$.

Ao analisarem-se as EDP's em (3.12), verifica-se que o polinômio característico é do tipo $p^4 - \lambda^2 \cdot p^2 = 0$, ou seja, possui autovalores $p_{1,2} = 0$; $p_{3,4} = \pm \lambda$. Então, para este conjunto de autovalores, a solução para as EDP's pode ser escrita na forma $f(x) = A + B \cdot x + C \cdot \sinh(\lambda x) + D \cdot \cosh(\lambda x)$. Daí, a deformação na superfície da viga pode ser escrita na forma:

$$S_b^s = A + B \cdot \overline{x_1} + C \cdot \sinh(\Gamma \cdot \overline{x_1}) + D \cdot \cosh(\Gamma \cdot \overline{x_1}) \quad (3.13)$$

Onde a variável $\overline{x_1} = \frac{x_1}{l/2}$, com isto $\Gamma^2 = \frac{\Psi_s}{h_s^2} \cdot \left(\frac{\Psi_b + \alpha}{\Psi_b} \right) \therefore \overline{h_s} = \frac{h_s}{l/2}$.

Aplica-se daí a solução de \mathbf{S}_b^s em (3.10), para obter-se a expressão da deformação longitudinal no PZT, em função das mesmas constantes, o que produz como resultado a expressão (3.14).

$$S_p = A + B \cdot \bar{x}_1 - C \cdot \left(\frac{\Psi_b}{\alpha} \right) \cdot \sinh(\Gamma \cdot \bar{x}_1) - D \cdot \left(\frac{\Psi_b}{\alpha} \right) \cdot \cosh(\Gamma \cdot \bar{x}_1) \quad (3.14)$$

As condições de contorno apresentadas em (3.15) podem ser obtidas através da análise da configuração apresentada para o acoplamento do PZT, ou seja, tensão normal nula nas faces do atuador ($\bar{x}_1 = \pm 1$), e supondo-se uma deformação qualquer na base, causada ou não pelo atuador.

$$\begin{aligned} \bar{x} = \bar{x}_1^+ = +1 & \quad S_p = \Lambda & \quad S_b^s = S_b^{s+} \\ \bar{x} = \bar{x}_1^- = -1 & \quad S_p = \Lambda & \quad S_b^s = S_b^{s-} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Pode-se então, através da substituição das CdC's em (3.13) e (3.14), obter-se (3.16) que representa as constantes desconhecidas [33].

$$\begin{bmatrix} A \\ B \\ C \\ D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\Psi_b}{\Psi_b + \alpha} \cdot \left(\frac{S_b^{s+} + S_b^{s-}}{2} \right) + \frac{\alpha}{\Psi_b + \alpha} \cdot \Lambda \\ \frac{\Psi_b}{\Psi_b + \alpha} \cdot \left(\frac{S_b^{s+} - S_b^{s-}}{2} \right) \\ \frac{\alpha}{\sinh(\Gamma) \cdot (\Psi_b + \alpha)} \cdot \left(\frac{S_b^{s+} - S_b^{s-}}{2} \right) \\ \frac{\alpha}{\cosh(\Gamma) \cdot (\Psi_b + \alpha)} \cdot \left(\frac{S_b^{s+} + S_b^{s-}}{2} - \Lambda \right) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Substituindo-se (3.16), em (3.13) e (3.14) chega-se a solução final para as deformações na viga e no atuador, onde, os termos \mathbf{S}_b^{s+} e \mathbf{S}_b^{s-} representam o comportamento passivo do atuador, ou seja, a alteração da flexibilidade do sistema devido à fixação de um elemento rígido [33].

Ao ignorar-se o efeito passivo introduzido pelo PZT na viga, que será retomado em outra seção, pode-se simplificar as expressões (3.13) a (3.16), para obter-se (3.17), que representa as parcelas ativas das deformações sofridas devido a excitação do atuador [35].

$$\begin{aligned} \frac{S_p}{\Lambda} &= \frac{\alpha}{\Psi_b + \alpha} \left(1 + \left(\frac{\Psi_b}{\alpha} \right) \cdot \frac{\cosh(\Gamma \cdot \bar{x}_1)}{\cosh(\Gamma)} \right) & (a) \\ \frac{S_b^s}{\Lambda} &= \frac{\alpha}{\Psi_b + \alpha} \left(1 - \frac{\cosh(\Gamma \cdot \bar{x}_1)}{\cosh(\Gamma)} \right) & (b) \end{aligned} \quad (3.17)$$

Traçando-se as deformações relativas (S/Λ) da viga e do atuador (Fig. 3-3), verifica-se que Ψ_b determina a máxima deformação produzida pelo atuador que é induzida na base, e evidencia que quanto mais flexível e/ou fina for a base ($\Psi_b \rightarrow 0$), em relação ao atuador, maiores serão as deformações produzidas e, por consequência, as transferidas para a base.

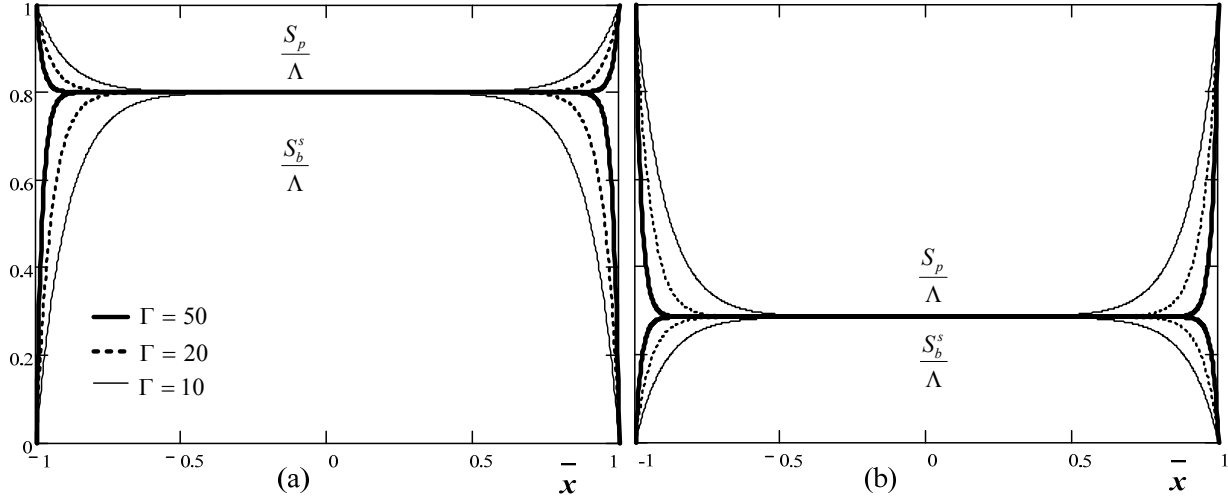


Fig. 3-3 — Distribuição relativa de deformação: (a) $\Psi_b = 1$; (b) $\Psi_b = 10$.

Como era esperado, o adesivo empregado na fixação do atuador desempenha um papel importante na característica estática do conjunto, pois Γ , que é um parâmetro essencialmente afetado pelas características do adesivo, define a “eficiência” com que o cisalhamento produzido pela deformação do atuador é transmitido para a base. A Fig. 3-3 apresenta algumas distribuições de deformação em função deste parâmetro, através da qual, se constata que a elevação de Γ melhora o acoplamento entre o PZT e a viga.

Admitindo-se então que Γ é elevado (>30) [36], é possível reduzir-se as expressões (3.13) a (3.16), para o caso de fixação ideal [33].

$$S_p = S_b^s = \frac{\alpha}{\Psi_b + \alpha} \cdot \Lambda \quad (3.18)$$

De posse das expressões das deformações, pode-se determinar a tensão de cisalhamento τ_s através da substituição de (3.17)-b em (3.1), do que resulta em (3.19).

$$\frac{\tau_s}{\Lambda} = \frac{G_s}{\bar{h}_s \cdot \Gamma} \cdot \frac{\sinh(\Gamma \cdot \bar{x}_1)}{\cosh(\Gamma)} \quad (3.19)$$

Arbitrando-se valores hipotéticos para G_s e \bar{h}_s pode-se traçar a Fig. 3-4, que é a representação gráfica de (3.19). Tendo-se em mente que τ_s é uma imagem do

cisalhamento sofrido pelo material adesivo (γ_s), observa-se que a variação de seus parâmetros, representados por Γ , afetam a interação entre o atuador e a estrutura base.

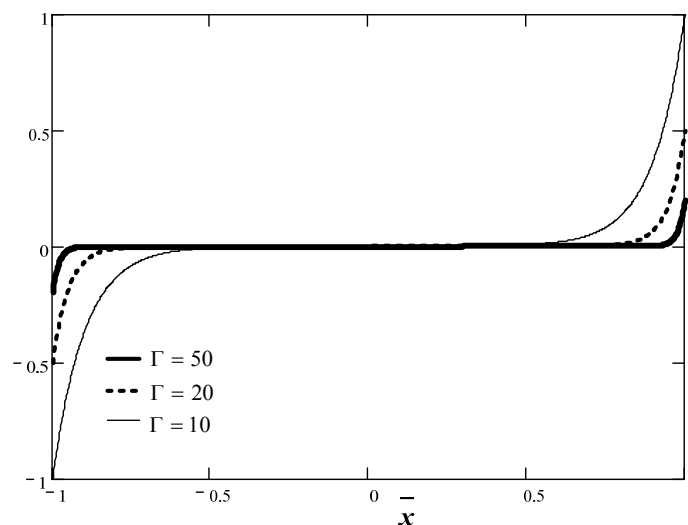


Fig. 3-4 — Influência do parâmetro Γ na tensão cisalhante.

Antes de se prosseguir com a análise dos esforços na estrutura, podem-se aplicar as expressões até aqui obtidas para a situação abordada neste trabalho, isto para se avaliar as repercussões de ignorar-se o efeito adesivo em posteriores análises. Por exemplo, tomando-se um dos atuadores piezelétricos contidos no anexo A e, de posse dos dados acerca do adesivo e da estrutura base, contidos nos anexos B e C, pode-se construir a Tab. 3-1 e se calcular os valores dos parâmetros Ψ e Γ .

Tab. 3-1 — Valores aproximados de Ψ_b , Ψ_p , Ψ_s e Γ .

	L [mm]	w [mm]	h [mm]	Y, G [GPa]	Ψ	Γ^2	Γ
ATUADOR ¹	46	20,57	0,127	69			
VIGA	350	40	3	210	139,8	7207	85
ADESIVO ²	46	20,57	0,127	15	0,22		

É sabido [33][35][36] que se $\Gamma > 30$ existe uma diferença de no máximo 5% entre a energia de deformação induzida pelo atuador na estrutura, entre os casos de fixação ideal e “real”. Assim, devido ao valor assumido por este parâmetro exceder o limite mínimo, considera-se que a solução ideal será capaz de produzir resultados satisfatórios.

¹ Modelo Midè QP16n

² Valores de espessura e largura baseados em observação experimental

3.3 Equação de Movimento da Viga

Pôde-se observar através da análise desenvolvida na seção 3.2, que a presença do elemento piezelétrico introduz efeitos passivos e ativos que, devido a aplicação de uma força superficial, excita a flexão e a deformação da estrutura base. É necessário, agora, empregarem-se as conclusões resultantes desta análise para se avaliar o comportamento dinâmico da estrutura.

Verifica-se que, para a situação sob análise, os efeitos do adesivo podem ser desprezados. Assim toda a deformação por ele sofrida é transmitida para a estrutura base, diferindo apenas nas regiões próximas as extremidades do atuador [33]. Isto permite que se simplifique (3.16), pois $\Gamma > 30$, para obter-se (3.20) que representa a deformação sofrida pelo atuador quando este está acoplado a estrutura base, supondo-se a distribuição da Fig. 3-3.

$$S_b^s = S_p = \frac{\alpha}{\Psi_b + \alpha} \cdot \Lambda \quad (3.20)$$

Enquanto o perfil de deformação adotado, Fig. 3-3, mostrou-se útil para avaliar a influência do adesivo, a distribuição não linear do campo de deformação, ao longo da seção da viga contendo o PZT, torna-se um fator complicador quando se deseja obter um modelo diga-se “macroscópico” do sistema PZT+Viga. Isto, porque não se poderia empregar a mesma ED para se descrever o comportamento desta seção devido às descontinuidades existentes.

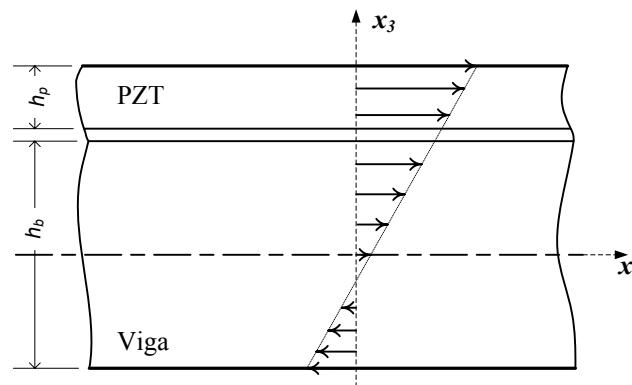


Fig. 3-5 — Distribuição linear de deformação.

No entanto, ao assumir-se que a distribuição de deformação possui um perfil linear, Fig. 3-5, ou seja, o de uma viga de *Bernoulli-Euler*, pode-se aplicar de forma simples os princípios de equilíbrio de forças ao longo de sua seção transversal e, com isto, descrever seu comportamento dinâmico tal qual o de uma viga homogênea [35][37]–[41].

No anexo C, tem-se apresentada a equação que rege o comportamento dinâmico de uma viga homogênea em flexão pura. A força $F(x_1, t)$ representa um ou vários agentes externos que podem atuar sobre esta, de forma análoga pode-se obter a (3.21), que descreve o sistema composto, introduzindo-se apenas o termo $M_p(x_1, t)$ [34][38], que se refere aos efeitos ativo e passivo, observados na análise da seção anterior, devido a adição do elemento piezelétrico.

$$\frac{\partial^2}{\partial x_1^2} \left(Y_b I_b(x_1) \frac{\partial^2}{\partial x_1^2} v(x_1, t) - M_p(x_1, t) \right) + \rho_b A(x_1) \frac{\partial^2}{\partial t^2} v(x_1, t) = F(x_1, t) \quad (3.21)$$

Analisando-se apenas o comportamento passivo do atuador através da equação de Oberst, ou seja, considerando-o um tratamento superficial tradicional [39], pode-se obter que a rigidez flexural equivalente do sistema YI^* , na situação onde o tratamento cobre toda a estrutura da base, dada por (3.22) [39].

$$\frac{YI^*}{Y_b I_b} = 1 + Y \cdot h^3 + 3(1+h)^2 \cdot \frac{Y \cdot h}{1+Y \cdot h} \quad \therefore \quad Y = \frac{Y_p}{Y_b} ; \quad h = \frac{h_p}{h_b} \quad (3.22)$$

Utilizando-se valores típicos³ para a situação analisada, obtém-se que a elevação da rigidez causada pela inserção do atuador é inferior a 10%, mesmo que este cubra toda a superfície da viga. Baseado nisto e na hipótese de que será ainda menor o efeito passivo introduzido pelo atuador, dado que este cobre apenas uma pequena porção da viga, despreza-se este efeito para a determinação da resposta do sistema equivalente.

Assim, o momento aplicado na viga pelo atuador refere-se, de forma dominante, a parcela ativa. No entanto, quando o atuador é fixado à estrutura não se deforma de $A(x_1, t)$, mas de uma parcela deste. Supondo-se que a deformação é linear, tem-se um possível perfil de deformação como o dado por (3.23).

$$S(x_3) = C \cdot x_3 + S_1^o \quad (3.23)$$

Onde, C é a inclinação do perfil de deformação e S_1^o representa a deformação longitudinal.

Utilizando-se a Lei de Hooke, a partir de (3.23) obtém-se a tensão normal dentro da viga dada por (3.24).

$$T_b(x_3) = Y_b \cdot (C \cdot x_3 + S_1^o) \quad (3.24)$$

De forma análoga, obtém-se a equação (3.25), que define a tensão normal no atuador, dado o perfil ilustrado na Fig. 3-5.

³ Atuador Midè QP16n®

$$T_p(x_3) = Y_p \cdot (C \cdot x_3 + S_1^o - \Lambda) \quad (3.25)$$

Aplicando-se as equações de equilíbrio de momentos e forças, chega-se respectivamente a (3.26) e (3.27).

$$\sum M = 0 \quad \int_{-h_b/2}^{h_b/2} T_b(x_3) \cdot x_3 dx_3 + \int_{h_b/2}^{h_b/2+h_p} T_p(x_3) \cdot x_3 dx_3 = 0 \quad (3.26)$$

$$\sum F = 0 \quad \int_{-h_b/2}^{h_b/2} T_b(x_3) dx_3 + \int_{h_b/2}^{h_b/2+h_p} T_p(x_3) dx_3 = 0 \quad (3.27)$$

Resolvendo-se as integrais e, o sistema de equações resultante, obtém-se as relações ilustradas em (3.28).

$$\begin{aligned} C &= K^f \cdot \Lambda \\ S_1^o &= K^L \cdot \Lambda \end{aligned} \quad (3.28)$$

Onde, as constantes geométricas K^f e K^L são dadas por:

$$\begin{aligned} K^f &= \frac{6 Y h (1+h)}{h_b \cdot (Y^2 h^4 + 4 Y h^3 + 6 Y h^2 + 4 Y h + 1)} [m^{-1}] \\ K^L &= \frac{Y h (1+Y h^3)}{(Y^2 h^4 + 4 Y h^3 + 6 Y h^2 + 4 Y h + 1)} [] \end{aligned} \quad (3.29)$$

Conhecendo-se a tensão no interior da viga “ $T_b(x_3)$ ” é possível obter-se o momento aplicado pelo atuador, inserindo-se as relações (3.28) e (3.29) em (3.24), e integrando-se ao longo de sua espessura, assim chega-se a (3.30).

$$\begin{aligned} M_p(x_1, t) &= \int_{-h_b/2}^{h_b/2} Y_b \cdot (K^f \cdot x_3 + K^L) \cdot \Lambda(x_1, t) \cdot w_p \cdot x_3 dx_3 \\ M_p(x_1, t) &= Y_b \cdot \frac{w_p \cdot h_b^3}{12} \cdot K^f \cdot \Lambda(x_1, t) \end{aligned} \quad (3.30)$$

Como a deformação não restrita do atuador “ $\Lambda(x_1, t)$ ” é suposta dependente apenas da tensão elétrica aplicada nos terminais do PZT, ou da carga em seus eletrodos, e este cobre apenas uma parcela da viga, o momento “ativo” é aplicado apenas sob a superfície do atuador, o que permite reescrever (3.30) na forma apresentada em (3.31).

$$M_p(\bar{x}_1, t) = Y_b \cdot \frac{w_p \cdot h_b^3}{12} \cdot K^f \cdot \left[u(\bar{x}_1 - \bar{x}_1^-) - u(\bar{x}_1 - \bar{x}_1^+) \right] \cdot \Xi_p(t) \quad (3.31)$$

Onde, $\Xi_p(t)$ representa a grandeza elétrica de controle, \bar{x}_1^- e \bar{x}_1^+ as posições normalizadas (\bar{x}_1/L) das extremidades do atuador e $u(x)$ a função degrau unitário.

3.3.1 Solução da EDP de Movimento do Sistema

Para obter-se a solução da EDP de movimento do sistema (3.21), pode-se utilizar a mesma técnica da seção 2.2, ou seja, a expansão de $v(x_I, t)$ em uma soma infinita de duas funções [40][39][38]. A primeira, $\varphi(x_I)$, denominada de função modal de forma dependente apenas da coordenada espacial x_I e, a segunda, $q(t)$, ou fator de influência modal, função apenas do tempo.

$$v(\bar{x}_1, t) = \sum_{i=1}^{\infty} \varphi_i(\bar{x}_1) \cdot q_i(t) \quad (3.32)$$

Assim, introduzindo-se (3.31) e (3.32) em (3.21), normalizando as equações em relação à coordenada \bar{x}_1 , chega-se a (3.33). Nesta, (') e (' ') representam as derivações espaciais e temporais respectivamente, além disto já foi considerado que a força externa aplicada à viga é pontual e localizada em \bar{x}_1^f .

$$\begin{aligned} \frac{1}{L^2} \cdot \frac{d^2}{d\bar{x}_1^2} \left(\frac{Y_b I_b}{L^2} \frac{\partial}{\partial \bar{x}_1} \sum_{i=1}^{\infty} \varphi_i(\bar{x}_1) \cdot q_i(t) \right) + \rho_b A_b \frac{d^2}{dt^2} \sum_{i=1}^{\infty} \varphi_i(\bar{x}_1) \cdot q_i(t) = \\ \frac{d^2}{d\bar{x}_1^2} \left(\frac{Y_b}{L^2} \cdot \frac{w_p \cdot h_b^3}{12} \cdot K^f \cdot \left[u(\bar{x}_1 - \bar{x}_1^-) - u(\bar{x}_1 - \bar{x}_1^+) \right] \cdot \Xi_p(t) \right) + F(\bar{x}_1, t) \end{aligned} \quad (3.33)$$

Devido ao emprego da expansão em série (3.32), abandonam-se as derivadas parciais e, como consequência da normalização $\frac{d^n x_1}{d\bar{x}_1^n} = L^n$.

Tem-se então que determinar as funções $\varphi_i(\bar{x}_1)$ de cada modo para obter-se a solução completa de (3.33). É intuitivo, concluir-se que a introdução do elemento piezelétrico à superfície da viga tende a alterar sua geometria quando esta for flexionada. No entanto, devido à suposição inicial de que a espessura do PZT é pequena quando comparada a da base considera-se que este efeito é desprezível.

Assim, fazendo-se $\Xi_p(t) = F(t) = 0$ em (3.33) obtém-se a equação diferencial (3.34), que representa a resposta natural do sistema para o modo de vibração ' i '.

$$\left(\frac{\kappa}{L^2} \right)^2 \cdot \frac{d^4 \varphi_i(\bar{x}_1)}{d\bar{x}_1^4} \cdot q_i(t) + \frac{d^2 q_i(t)}{dt^2} \cdot \varphi_i(\bar{x}_1) = 0 \quad \therefore \quad \kappa = \sqrt{\frac{Y_b \cdot I_b}{\rho_b \cdot w_b \cdot h_b}} \quad (3.34)$$

Esta ED é semelhante à obtida na seção 2.2. Pode-se então, de forma análoga, isolar os termos comuns em (3.34) e aplicar-se o mesmo artifício matemático para a sua solução, tal qual o apresentado em (3.35).

$$\left(\frac{\kappa}{L^2}\right)^2 \cdot \frac{d^4}{dx_1^4} \varphi_i(\bar{x}_1) \cdot \frac{1}{\varphi_i(\bar{x}_1)} = -\frac{d^2}{dt^2} q_i(t) \cdot \frac{1}{q_i(t)} = \omega_i^2 \quad (3.35)$$

Ao observar-se (3.35) constata-se que o polinômio característico, de quarta ordem, referente a $\varphi_i(x_1)$ é do tipo apresentado em (3.36) cujas raízes são $p_{1,2} = \pm \lambda_i$; $p_{3,4} = \pm j\lambda_i$.

$$p^4 - p^0 \cdot \lambda^4 = 0 \quad \therefore \quad p^n = \frac{d^n}{dx^n}(\bullet) \quad (3.36)$$

Com isto obtém-se, a solução geral da função modal de forma, (3.37) [39].

$$\varphi_i(x_1) = \alpha_1 \cdot \text{sen}(\lambda_i x_1) + \alpha_2 \cdot \text{cos}(\lambda_i x_1) + \alpha_3 \cdot \text{senh}(\lambda_i x_1) + \alpha_4 \cdot \text{cosh}(\lambda_i x_1) \quad (3.37)$$

Os coeficientes α_n em (3.37) podem ser determinados a partir das condições de contorno do sistema. No anexo C está apresentada a solução para a obtenção desses coeficientes ao considerar-se que a viga tem suas extremidades livres, de onde se extrai a equação C-5, que normalizada em relação a \bar{x}_1 dá origem a (3.38).

$$\varphi_i(\bar{x}_1) = \cosh(\lambda L_i \cdot \bar{x}_1) + \cos(\lambda L_i \cdot \bar{x}_1) - \sigma_i \cdot [\sinh(\lambda L_i \cdot \bar{x}_1) + \sin(\lambda L_i \cdot \bar{x}_1)] \quad (3.38)$$

Na Fig. 3-6 tem-se ilustradas as formas dos três primeiros modos da função de forma $\varphi_i(\bar{x}_1)$ para $\alpha_4 = 1$.

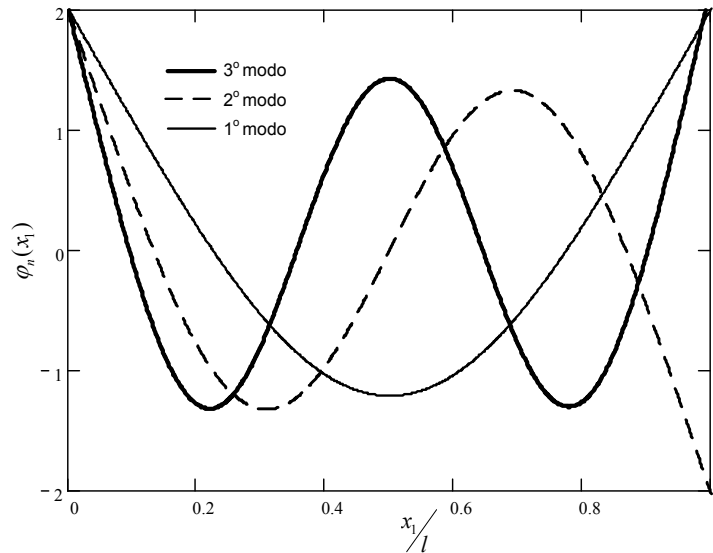


Fig. 3-6 — Três primeiras funções modais de forma para o caso livre-livre.

Ao manipular-se (3.33) e, com o auxílio de (3.35), pode-se obter uma forma de eliminar a derivada espacial, pois, como se pode verificar $\left(\frac{\kappa}{L^2}\right)^2 \cdot \varphi_i''''(\bar{x}_1) = \varphi_i(\bar{x}_1) \cdot \omega_i^2$, assim se obtém a (3.39).

$$q_i(t) \cdot \sum_{i=1}^{\infty} [\omega_i^2 \cdot \varphi_i(\bar{x}_1)] + \varphi_i(\bar{x}_1) \cdot \sum_{i=1}^{\infty} \ddot{q}_i(t) =$$

$$\frac{1}{\rho_b A_b} \cdot \frac{K^f}{L^2} \cdot \frac{Y_b \cdot w_p \cdot h_b^3}{12} \cdot \Xi_p(t) \cdot \left(\delta'(\bar{x}_1 - \bar{x}_1^-) - \delta'(\bar{x}_1 - \bar{x}_1^+) \right) + \frac{1}{\rho_b A_b} \cdot F(\bar{x}_1, t) \quad (3.39)$$

Multiplicando-se (3.39) por $\varphi_j(\bar{x}_1)$, integrando a equação resultante ao longo do comprimento da viga e, utilizando-se a propriedade da ortogonalidade modal C-6, chega-se a expressão (3.40).

$$\omega_i^2 \cdot q_i(t) + \ddot{q}_i(t) = \frac{2}{L^2} \cdot K^f \cdot \frac{Y_b \cdot w_p \cdot h_b^3}{\rho_b A_b \cdot 12} \cdot \left(\varphi_j'(\bar{x}_1^+) - \varphi_j'(\bar{x}_1^-) \right) \cdot \Xi_p(t)$$

$$+ \frac{2}{\rho_b A_b} \cdot \varphi_j(\bar{x}_1^f) \cdot F(t) \quad (3.40)$$

Lembrando-se que o operador delta de Dirac “ δ ”, tem a seguinte propriedade:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta^n(t - \theta) \cdot \phi(t) dt = (-1)^n \cdot \phi^n(\theta) \quad (3.41)$$

Através da transformada de Laplace de (3.40) e (3.32), para o sistema inicialmente em repouso, obtém-se a equação (3.42), que descreve o deslocamento vertical da viga “ $v(\bar{x}_1, s)$ ”, em um ponto \bar{x}_1 qualquer, quando esta é submetida a forças externas, neste caso, a força pontual $F(s)$ é devida ao atuador piezelétrico $\Xi(s)$.

$$v(\bar{x}_1, s) = \sum_{i=1}^{\infty} [G_{va}(s) \cdot \Xi_p(s)] + \sum_{i=1}^{\infty} [G_{vf}(s) \cdot F(s)] \quad (3.42)$$

Onde, $G_{va}(s)$ e $G_{vf}(s)$ são as funções que relacionam o comportamento dinâmico do deslocamento vertical $v(\bar{x}_1, s)$, com o PZT e a força pontual, dadas respectivamente por (3.43) e (3.44).

$$G_{va}(s) = \left(\frac{2}{L^2} \cdot \frac{w_p}{w_b} \cdot K^f \cdot \kappa^2 \right) \cdot \left[\frac{\left(\varphi_j'(\bar{x}_1^+) - \varphi_j'(\bar{x}_1^-) \right)}{(s^2 + \omega_i^2)} \cdot \varphi_i(\bar{x}_1) \right] \quad (3.43)$$

$$G_{vf}(s) = \left(\frac{2}{\rho_b A_b} \right) \cdot \left[\frac{\varphi_j(\bar{x}_1^f)}{(s^2 + \omega_i^2)} \cdot \varphi_i(\bar{x}_1) \right] \quad (3.44)$$

Observando os termos da equação (3.42), fica evidente que não só os pontos de aplicação dos agentes externos são importantes para avaliar-se o sistema, mas, também o próprio ponto de observação.

Isto é relevante, quando se pensa no posicionamento adequado do sensor responsável pela medição da variável de controle, ou, na situação oposta, aonde se deve situar o atuador quando se conhece a posição na viga a ser controlada.

3.3.2 Resultados Experimentais

Para investigar se os resultados analíticos, obtidos na seção 3.3.1, representam de forma razoável o comportamento da viga, com o atuador piezelétrico acoplado, foram efetuados ensaios com vigas na configuração livre-livre⁴.

Devido à disponibilidade de equipamento, as medições efetuadas são de aceleração em função da tensão aplicada nos terminais no atuador. Assim, os resultados “teóricos” apresentados são obtidos através de (3.45).

$$G_{va}(s) = \left(\frac{2}{L^2} \cdot \frac{w_p}{w_b} \cdot K^f \cdot \kappa^2 \right) \cdot \left[\frac{\left(\phi'_j(\bar{x}_1^+) - \phi'_j(\bar{x}_1^-) \right) \cdot s^2}{\left(s^2 + 2 \cdot \xi_i \cdot \omega_i \cdot s + \omega_i^2 \right)} \cdot \phi_i(\bar{x}_1) \right] \quad (3.45)$$

Traçando-se o resultado da análise modal efetuada da viga no ponto 1, Fig. 3-7, verifica-se que há desvios entre as frequências modais ideais e medidas e entre os amortecimentos modais. Os desvios de frequência ocorrem essencialmente em função do acoplamento do atuador a viga que, como pode se observar na Tabela C-1, são inferiores a um por cento e considerados desprezíveis.

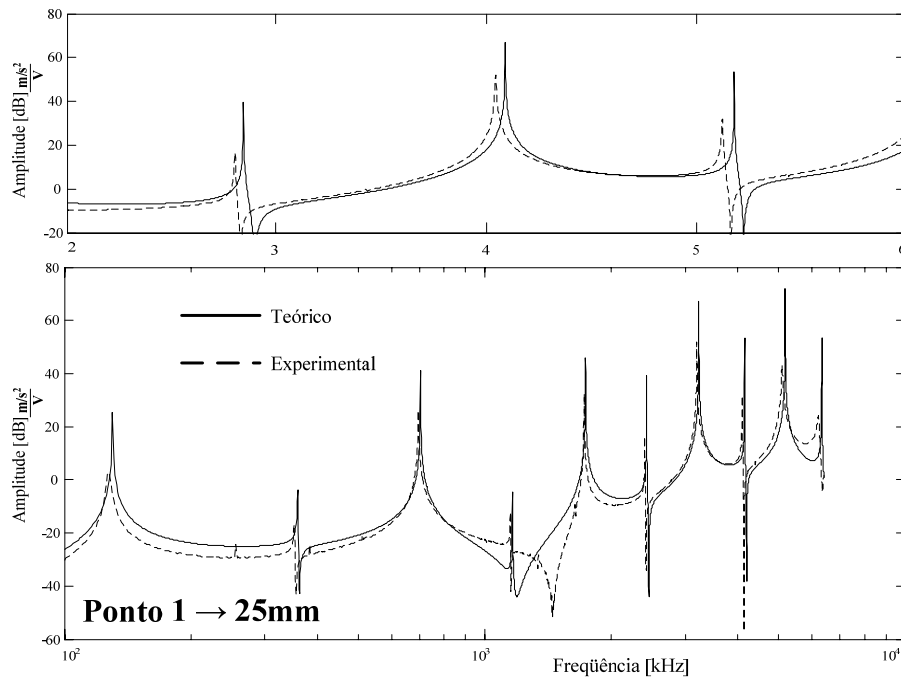


Fig. 3-7 — Análise modal da viga do ponto 1.

Já as diferenças encontradas no amortecimento modal, devem-se em parte ao método de fixação, conforme o observado no Anexo C, mas, essencialmente devido ao

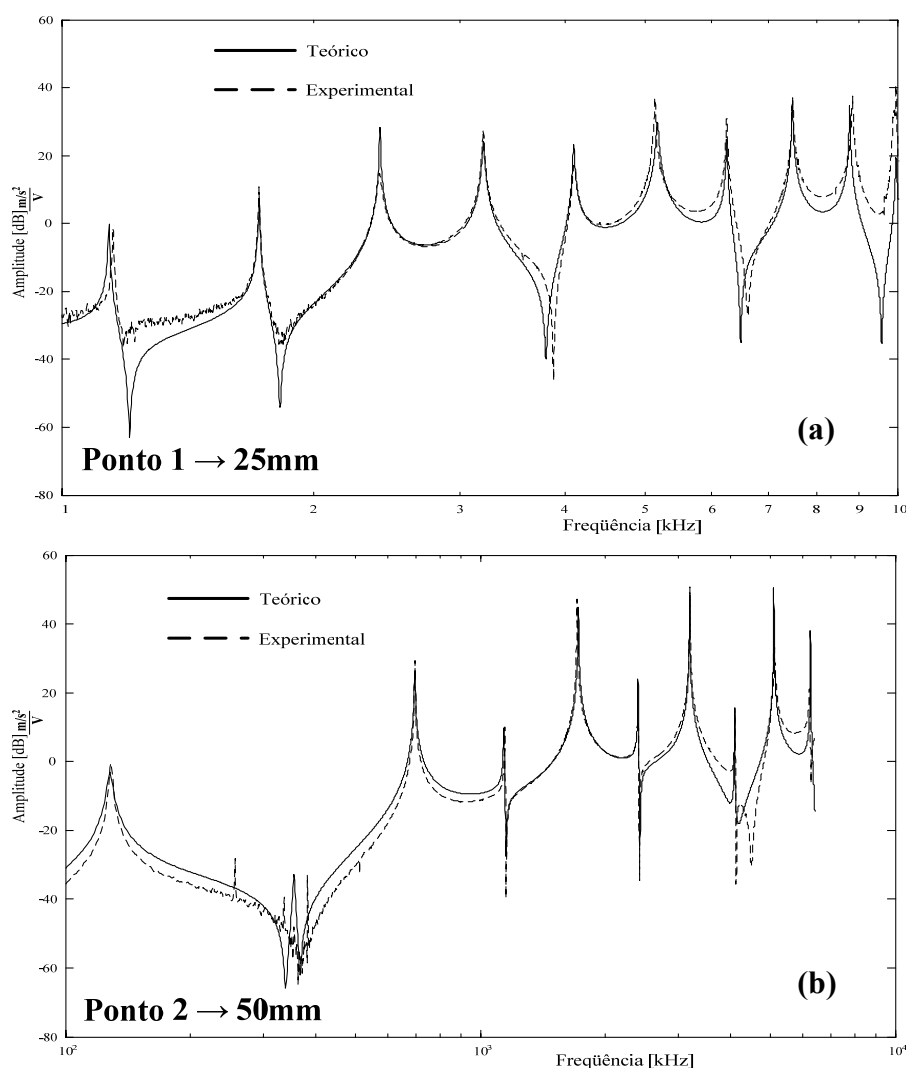
⁴ Esta implementação foi efetuada através da suspensão das vigas por fios rígidos. A análise das consequências deste tipo de fixação está apresentada no Anexo C.

fato de que durante a dedução dos modelos teóricos, não foram introduzidos parâmetros para representarem-se os amortecimentos existentes. Isto, devido à grande dificuldade [38][39][40] existente de obterem-se estes coeficientes numericamente.

Assim é necessário que se corrijam individualmente os amortecimentos modais, equação (3.45), caso se deseje avaliar a atenuação introduzida pelo sistema de amortecimento, o que pode ser efetuado com base nos resultados experimentais obtidos para os pontos analisados.

Na Fig. 3-8 (a)–(d), estão apresentados os resultados obtidos da análise efetuada, em diferentes pontos na viga, juntamente com os resultados teóricos, traçados a partir de (3.45).

Devido ao ponto de fixação do atuador situar-se no centro da viga, observa-se que modos de vibração que possuem picos de deslocamento nesta região, ex. Fig. 3-6, apresentam-se evidenciados na resposta obtida.



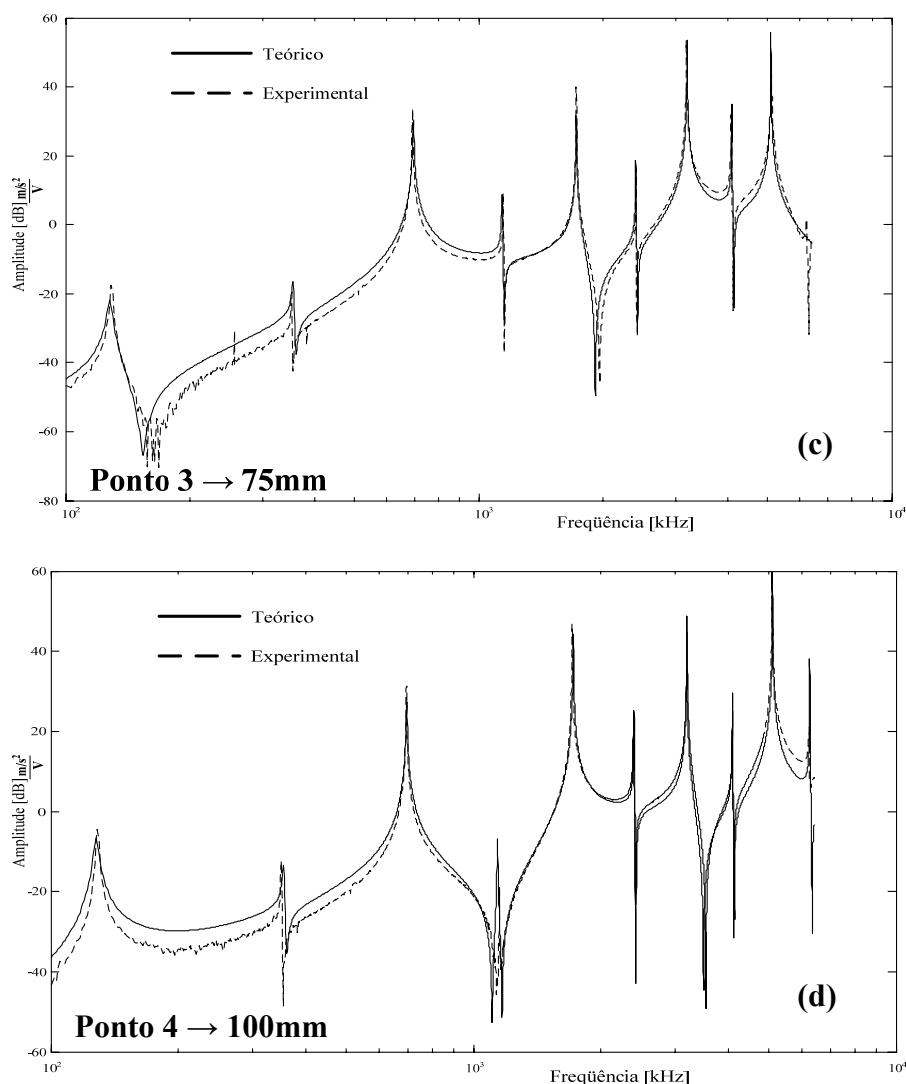


Fig. 3-8 — Análise modal da viga – PZT em 175mm.

Observando-se a presença dos picos intermediários presentes na Fig. 3-8, concluiu-se que estes são referentes a um deslocamento do ponto de fixação teórico, em relação ao real. Para tornar o atuador sensível também a estes outros modos de vibração, optou-se por realizar uma segunda etapa de testes, agora, com o atuador fixado a 140mm, assim como o ilustrado na Fig. 3-9.

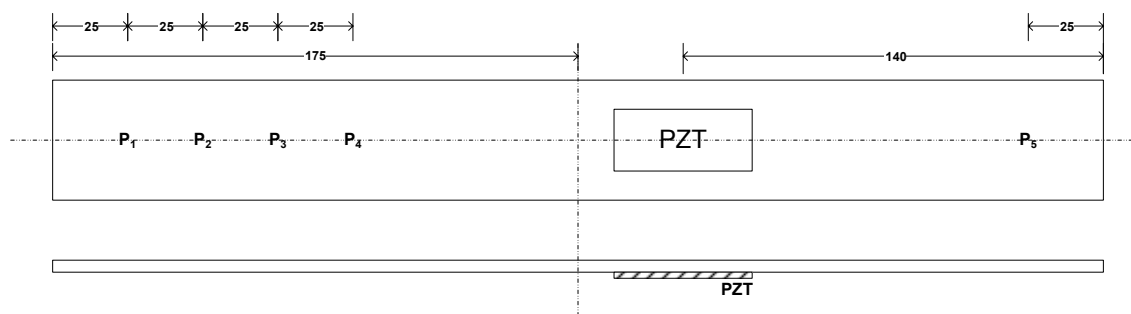
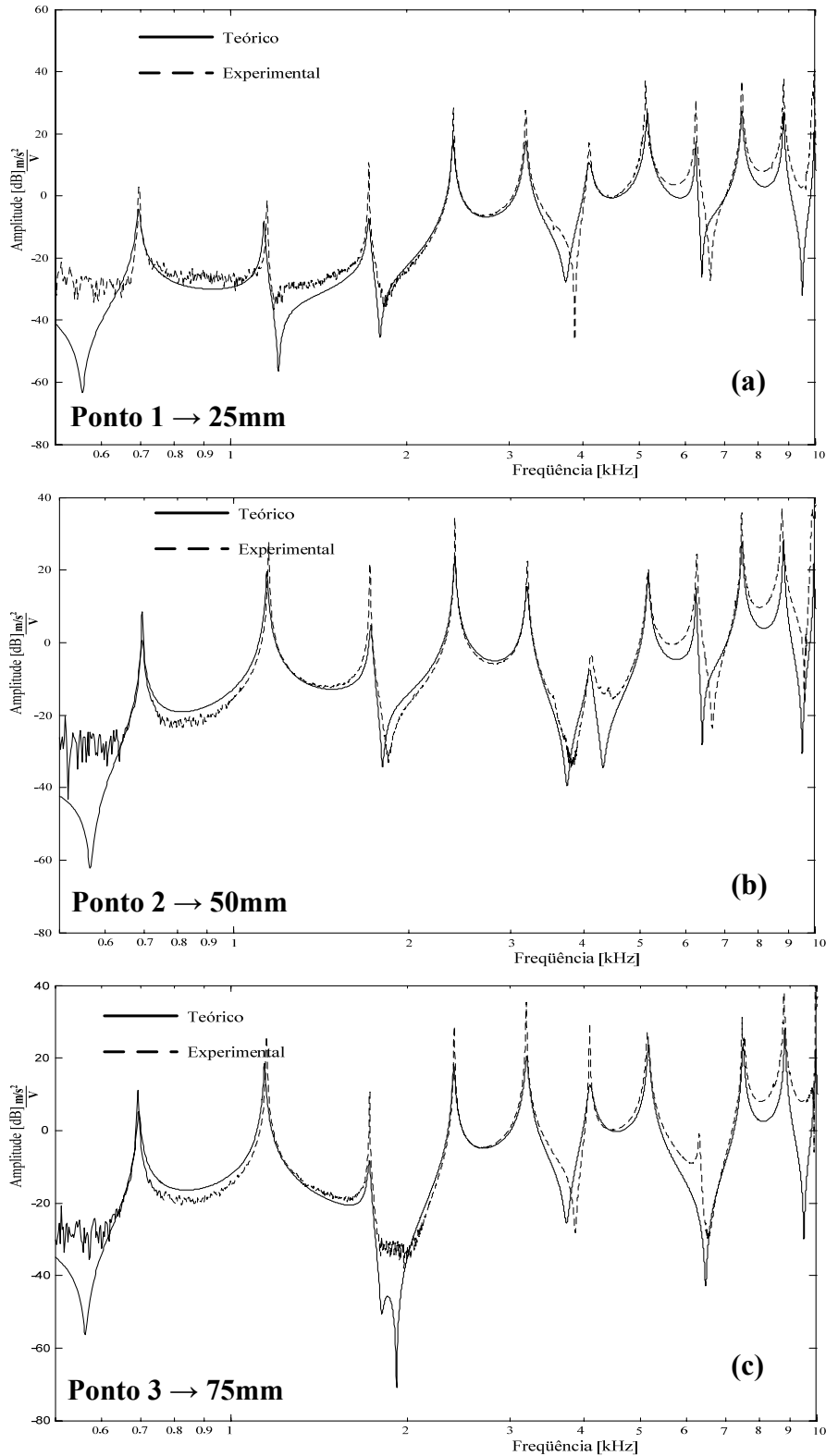


Fig. 3-9 — Fixação do atuador para o segundo caso sob análise.

Desse novo conjunto de medições resultaram os dados apresentados na Fig. 3-10 (a)-(d). Na situação anterior, por estar situado em um ponto de máximo deslocamento dos

modos ímpares, notam-se valores mais elevados das acelerações, causados pela mesma tensão de alimentação em relação aos resultados deste caso. Em contrapartida, ao deslocar-se a posição do atuador tem-se a elevação do fator de influência modal, $\phi(x_l)$, e da amplitude dos picos de ressonância dos modos, anteriormente não sensibilizados.



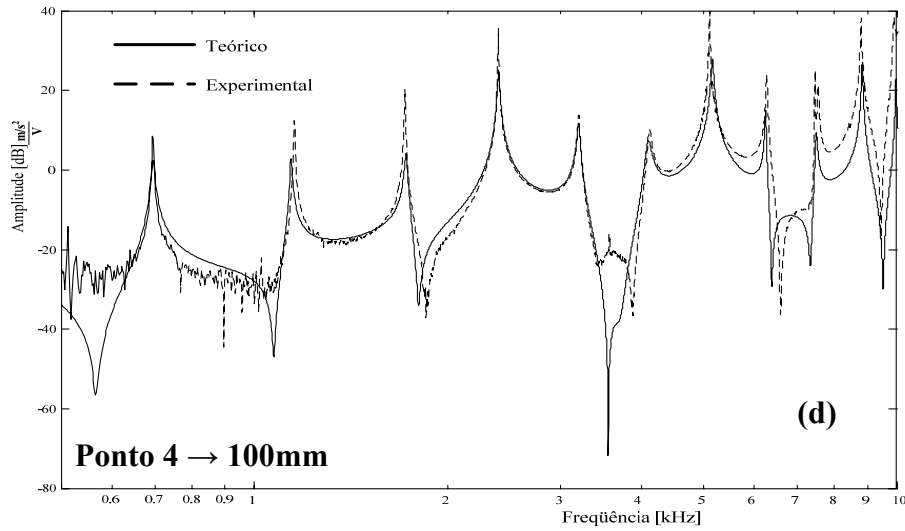


Fig. 3-10 — Análise modal da viga – PZT em 140mm.

3.4 Impedância Elétrica do Atuador “Acoplado”

No capítulo Capítulo 2 foi obtido um modelo do atuador piezelétrico capaz de representar seu comportamento na forma de portas elétricas e mecânicas equivalentes. Constatou-se que sua impedância elétrica está diretamente associada às condições de operação, ou seja, às condições de contorno mecânicas a que ele é sujeito.

De forma análoga, pode-se chegar a uma representação elétrica equivalente do comportamento do atuador, agora, submetido às CdC’s apresentadas na seção 3.3. Para tal considera-se que uma tensão, $V_p(t)$, é aplicada nos terminais do atuador. Assim, através das relações constitutivas do material (2.1), obtém-se a variável elétrica de controle dada por (3.46).

$$\Xi_p(t) = \frac{d_{31}}{h_p} \cdot V_p(t) \quad (3.46)$$

Introduzindo-se (3.46) em (3.42), supondo-se que nenhuma outra força externa atua na viga, chega-se a (3.47), que descreve o deslocamento vertical sofrido pela viga, quando o atuador é submetido à tensão elétrica $V_p(t)$.

$$v(\bar{x}_1, s) = \frac{d_{31}}{h_p} \cdot \frac{2}{L^2} \cdot \frac{w_p}{w_b} \cdot K^f \cdot \kappa^2 \sum_{i=1}^{\infty} \left[\frac{(\phi'_j(\bar{x}_1^+) - \phi'_j(\bar{x}_1^-))}{(s^2 + \omega_i^2)} \cdot \phi_i(\bar{x}_1) \right] \cdot V_p(s) \quad (3.47)$$

Sabe-se, através de (2.22), que a corrente que circula no atuador é dependente da tensão em seus terminais e de sua deformação e, por se tratar da viga de Bernoulli, que o perfil de deformação é linear.

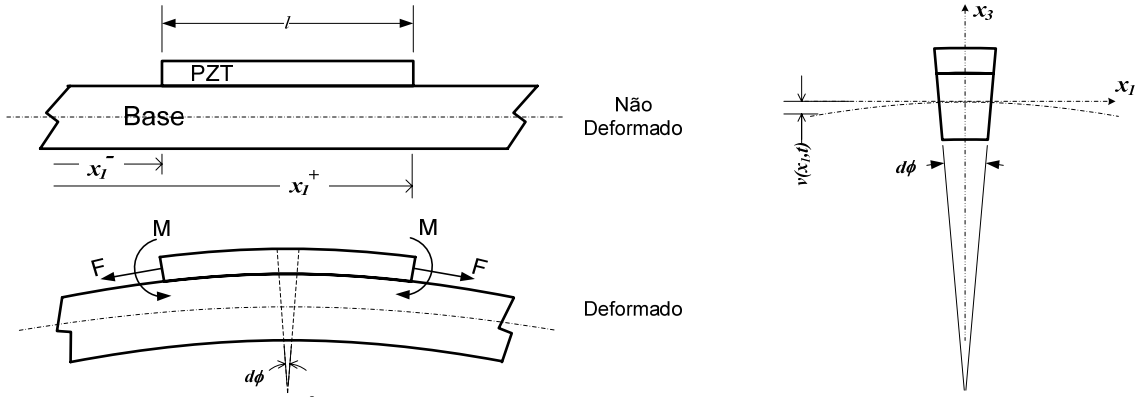


Fig. 3-11 – Ângulo das faces de uma seção de viga após a deformação.

Baseado nisto toma-se um elemento dx_1 , em uma seção da viga contendo o PZT, após a sua flexão, e através do ângulo infinitesimal $d\phi$, Fig. 3-11, formado pelas superfícies, obtém-se a equação (3.48)[27].

$$du(x_1, t) = \frac{h_p + h_b}{2} \cdot \frac{\partial^2}{\partial x_1^2} v(x_1, t) \cdot dx_1 \quad (3.48)$$

Integrando-se (3.48) ao longo do comprimento do atuador $[x_1^+; x_1^-]$, e inserindo-se o resultado em (2.22), chega-se a equação (3.49), que descreve o comportamento da impedância do PZT quando acoplado a viga.

$$\frac{V_p(s)}{I_p(s)} = Z_p(s) = \frac{1}{k_{31}^2 C_{pt} K_p \sum_{i=1}^{\infty} \left[\frac{[\phi'_i(x_1^+) - \phi'_i(x_1^-)]^2}{(s^2 + 2 \cdot \xi_i \cdot \omega_i \cdot s + \omega_i^2)} \right] \cdot s + C_p^S \cdot s} \quad (3.49)$$

$$\text{Onde, } K_p = \frac{w_p}{w_b} \cdot \frac{h_p + h_b}{L^4} \cdot K^f \cdot \kappa^2 \left[\text{seg}^{-2} \right].$$

Traçando-se o módulo e a fase das impedâncias teóricas do atuador acoplado (3.49) e de $1/j\omega C_p^S$, Fig. 3-12(a) e (b), observa-se que os efeitos do acoplamento são a introdução de picos de ressonância, referentes às frequências dos modos da viga, e a alteração da capacitância equivalente do atuador.

A presença dos pólos, referentes aos modos de vibração, na impedância equivalente do atuador é essencial, pois, como será visto no capítulo 5, permite que se abram perspectivas para que o sistema de controle siga a estas frequências sem que haja erros estáticos.

Este resultado, teórico, evidencia a importância do coeficiente de acoplamento eletromecânico k_{31} como fator de mérito do atuador, pois, apesar de afetado pela viga, seu comportamento elétrico ainda é dominado pela capacitância intrínseca, só que agora

igual a $(1 - k_{31}^2)C_p^T$. Ou seja, quanto maior for k_{31} , menor será a capacitância intrínseca e maior a transferência de potência para o atuador.

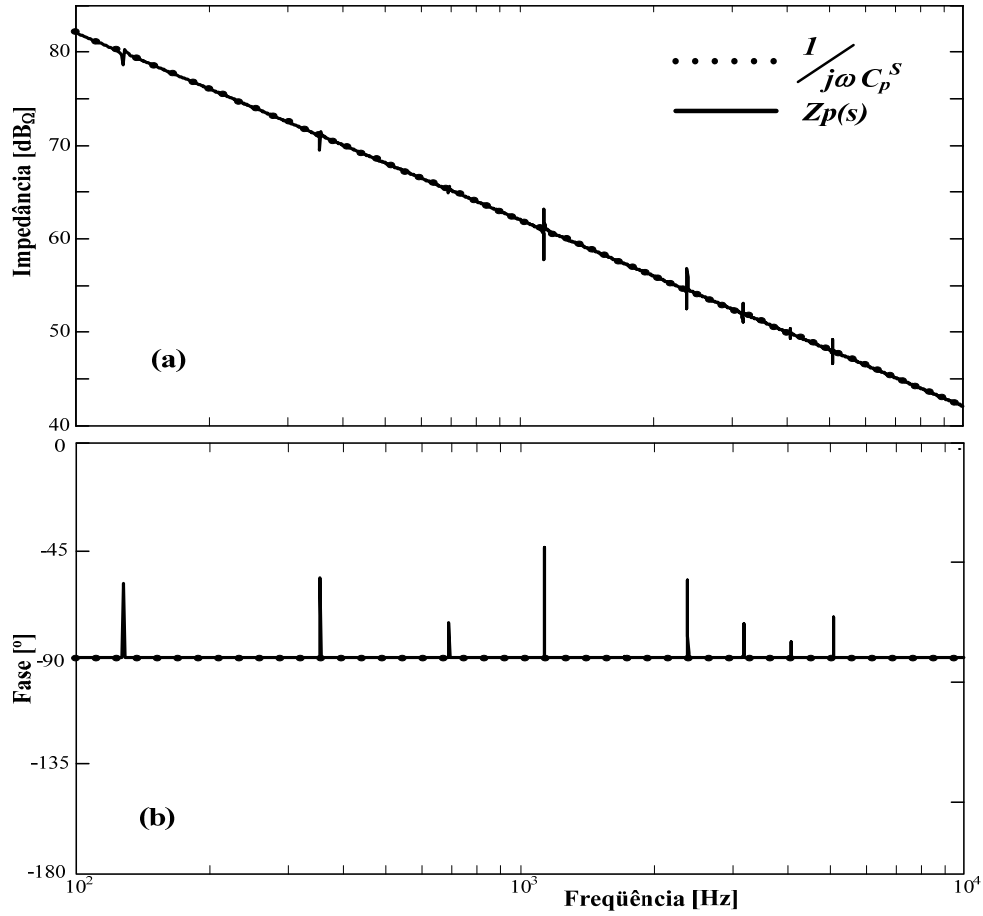


Fig. 3-12 — Impedância elétrica observada nos terminais de alimentação do atuador.

3.5 Resultados Experimentais

Para se verificar, experimentalmente, os resultados teóricos obtidos na seção anterior, foram efetuadas as medições da impedância elétrica do atuador, agora, acoplado a viga, citada no Anexo – C.

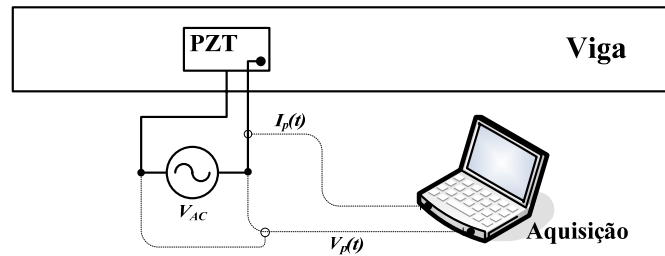


Fig. 3-13 — Sistema de aquisição para medição da impedância.

O primeiro método empregado para a obtenção da impedância de forma indireta, deu-se através da relação $Z_p(s) = V_p / I_p(s)$. Para isto excitou-se o atuador utilizando

uma fonte de tensão externa, Fig. 3-13, sendo daí realizadas as medidas de $V_p(t)$ e $I_p(t)$, pelo sistema de aquisição, na faixa de 500 Hz a 10 kHz. Deste procedimento obteve-se a impedância cujo módulo está apresentado na Fig. 3-14.

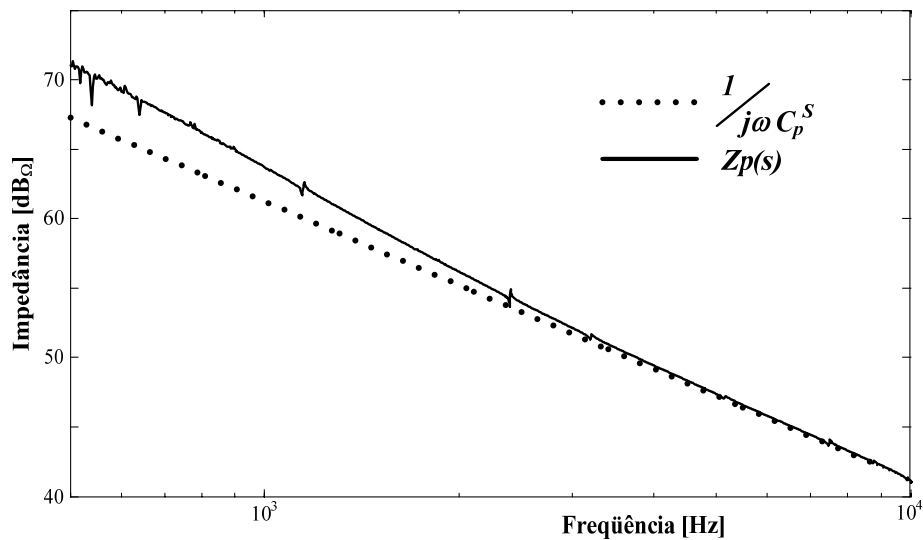


Fig. 3-14 — Impedância medida pelo primeiro método.

Verifica-se que há uma discrepância entre os valores medidos e teóricos, obtidos através desse método. Uma possível causa para esta distorção é o comportamento, não linear, apresentado pela fonte de alimentação, como pode ser observado na Fig. 3-15.

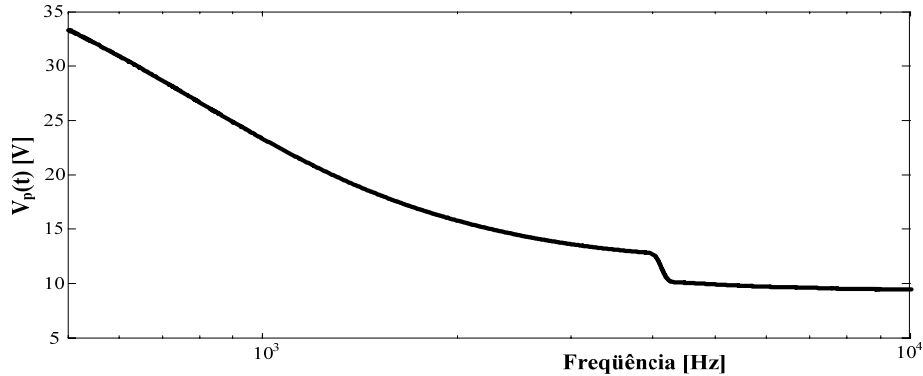


Fig. 3-15 — Distorção na tensão de alimentação.

Em função da distorção apresentada, utilizou-se um analisador de impedância, modelo HP 4284, para a medição da impedância do atuador acoplado à viga. O esquema de conexão utilizado está ilustrado na Fig. 3-16.

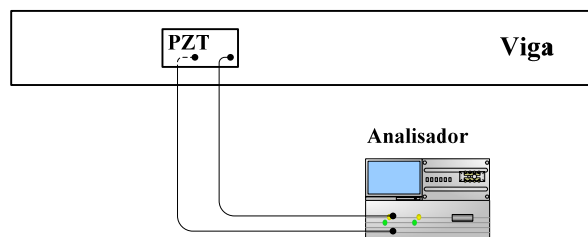


Fig. 3-16 — Esquema de conexão para medição à impedância através do analisador.

Não se empregou este instrumento, em um primeiro instante, devido a sua baixa resolução nos passos de frequências acima de 1 kHz, o que prejudica a aquisição dos dados próximos aos modos de ressonância.

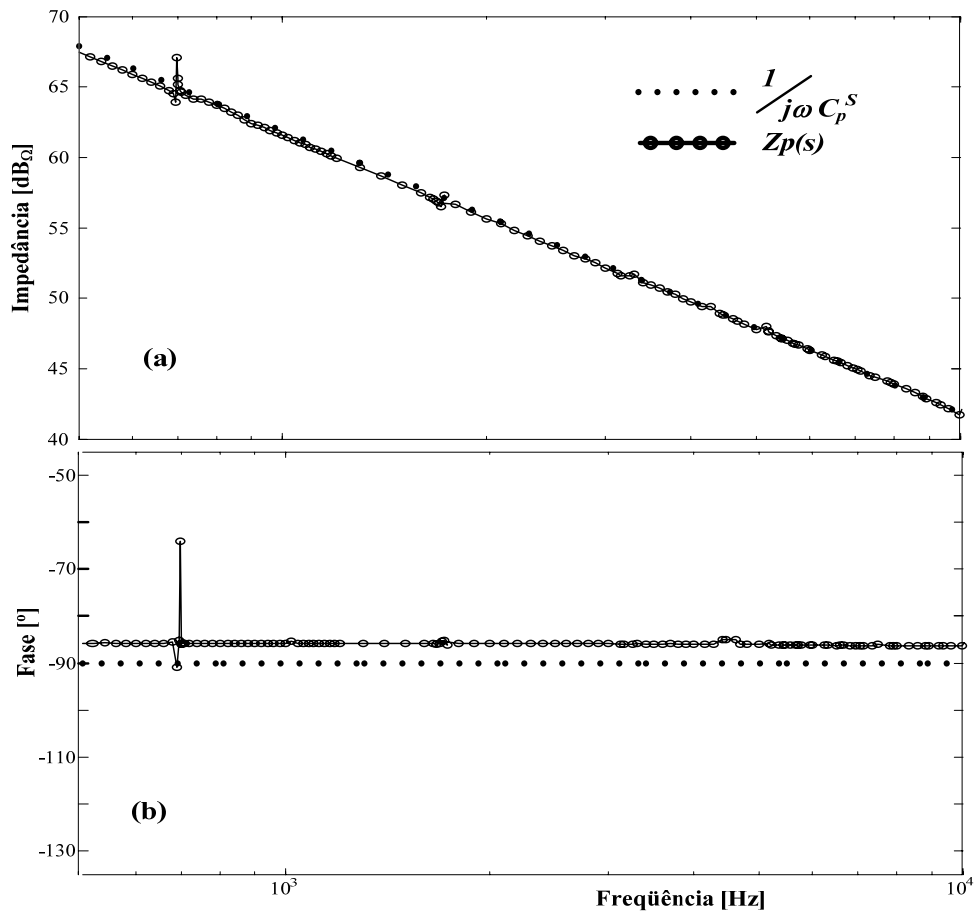


Fig. 3-17 — Impedância do atuador medida com o analisador.

Através da Fig. 3-17(a) e (b), constata-se que a distorção obtida na medição anterior não se deve diretamente ao atuador.

Observa-se que, apesar das medições de impedância realizadas pelo analisador ocorrerem em intervalos superiores ao primeiro método, 2.5 Hz, ainda é possível constatar-se o seguimento, pelo modelo teórico, do comportamento em frequência do atuador acoplado à viga, e a presença dos modos de ressonância da viga. Isto observando-se alguns picos no módulo e na fase da Fig. 3-17, tal qual o observado através dos resultados analíticos obtidos na seção anterior.

3.6 Conclusões

Através da análise teórica efetuada, puderam-se levantar várias características mecânicas e elétricas, do atuador piezelétrico. Por exemplo, a reduzida influência do adesivo no acoplamento, o que se traduziu na forma de um cisalhamento apenas nas extremidades do PZT, transferindo a deformação sofrida pelo atuador à viga, ao longo de toda sua extensão. Isto, apesar do adesivo possuir características mecânicas inferiores ao atuador, tal como seu módulo de elasticidade cinco vezes inferior.

O emprego da teoria de *Bernoulli* [25][27], para a análise das deformações e da transferência do momento criado pelo atuador, mostrou-se simples e eficiente. Isto é claro, sob as condições especificadas. O que se torna evidente, ao se analisarem os resultados teóricos e experimentais obtidos, que a menos dos fatores não modelados, como os amortecimentos, mostraram-se representativos do comportamento dos modos de vibração da viga quando acoplada ao PZT.

Dadas as elevadas frequências de ressonância do elemento piezelétrico, observadas no capítulo 2, verificou-se através dos resultados experimentais que, se acoplado, seu comportamento predominante ainda é capacitivo. É claro, que ao se variarem as características da estrutura base, como espessura, comprimento, geometria, etc, seus modos serão alterados.

Um aspecto interessante observado foi a redução da capacitância intrínseca após a fixação do atuador. Além disto, esta redução está diretamente associada ao fator de acoplamento eletromecânico, evidenciando sua importância quando da escolha do tipo de atuador. Isto para que se possa escolher o “método” de aplicação do atuador à estrutura base que, por exemplo, utilize-se das direções de deformação em que este fator é mais elevado, tal como k_p em discos deformando-se radialmente.

Capítulo 4

ESTÁGIO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR

Até esse ponto do trabalho, procurou-se obter modelos simplificados capazes de representar o comportamento da estrutura e do atuador piezelétrico para, a partir destes, levantar-se o comportamento dos parâmetros da malha de controle das vibrações na estrutura e os esforços elétricos, de tensão e corrente a que o atuador é submetido durante o seu funcionamento.

Nesta seção estes modelos serão utilizados, e os resultados por eles produzidos, para determinarem-se as características elétricas do amplificador necessário para acionar o sistema.

O projeto das estruturas de potência para o acionamento dos atuadores piezelétricos constitui um desafio, devido ao forte comportamento capacitivo que estes dispositivos possuem. Isto faz com que uma quantidade elevada de energia reativa circule na estrutura, diminuindo, por exemplo, a eficiência do conversor.

Uma alternativa para o acionamento dos atuadores é a utilização de amplificadores lineares [42][43]. Estas estruturas em geral, não possuem a capacidade de devolver a energia reativa, que circula na estrutura, para a fonte de entrada, tendo que dissipá-la provocando a elevação da potência drenada.

Os amplificadores comutados [44][45][46], por sua vez, permitem que a parcela reativa da energia que circula na estrutura seja devolvida à fonte, o que possibilita, dentre outros fatores, a elevação da eficiência do conversor. Devido a esta característica, este tipo de amplificador tem-se difundido no acionamento de elementos piezelétricos [47][48][49].

4.1 Estrutura do Conversor

Apesar de propor-se o acionamento em corrente do atuador, até o instante todas as análises efetuadas basearam-se em resultados obtidos através da excitação do atuador por fontes de tensão. Isto essencialmente para que se pudesse obter a impedância equivalente apresentada no capítulo 3.

Assim, o próximo passo para a construção do sistema completo de amortecimento, será o de considerar-se que não mais se opera com fontes de tensão, mas sim, com um conversor eletrônico que, com o auxílio de uma malha de controle adequada, é capaz de operar como uma fonte de corrente para fornecer a corrente desejada, dentro da faixa de frequências de interesse da malha mecânica.

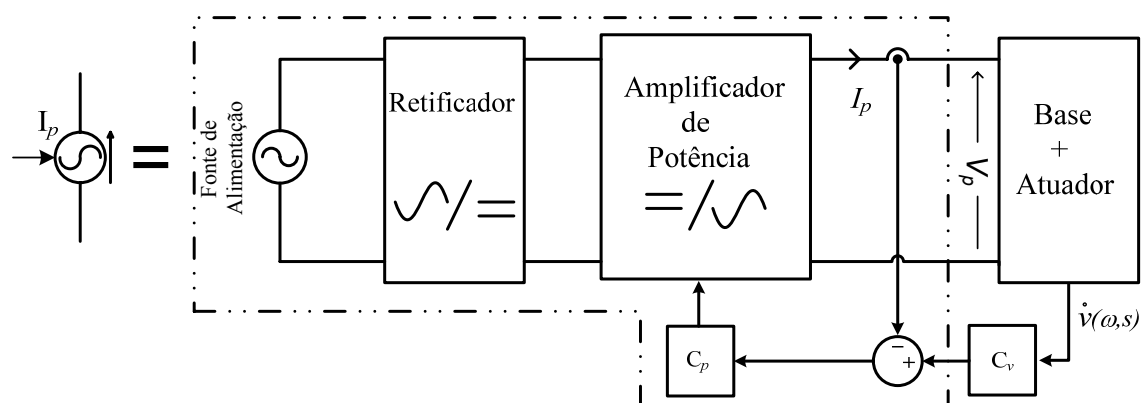


Fig. 4-1 — Representação equivalente da fonte de corrente controlada I_p .

Baseado na análise de algumas das estruturas comutadas clássicas existentes na literatura [42]–[44] e [50]–[52], e dos dados de entrada e saída do conversor, pode-se construir um diagrama de blocos tal qual o ilustrado na Fig. 4-1, onde:

- Fonte de Alimentação — responsável por fornecer a energia necessária à estrutura, para o acionamento dos estágios de potência e controle;
- Retificador — primeiro estágio na estrutura de potência, utilizado para a conversão da energia alternada (CA) da fonte de alimentação em contínua (CC), aqui necessária para a operação do segundo estágio;
- Amplificador de Potência — segundo estágio do conversor, empregado para converter a energia do estágio CA–CC em pulsos alternados, cujas larguras são definidas pelo sinal de controle;
- Compensador de Corrente “ C_p ” — utilizado para produzir o sinal de controle para o amplificador de potência, capaz de prover o seguimento do sinal de referência, pela corrente de saída.

4.2 Amplificador de Potência

Definida a estrutura básica do conversor pode-se analisar individualmente cada um de seus blocos construtivos.

Iniciando-se pelo amplificador de potência, tem-se que, por se tratar de uma estrutura comutada, a energia transferida à carga pela fonte dá-se de forma pulsada. Assim, mesmo que reduzida, sempre haverá a flutuação da energia no atuador, ou seja, ocorrerá a ondulação na corrente e na tensão em função da frequência de comutação dos interruptores.

Estas ondulações são prejudiciais, pois podem acarretar na elevação das perdas nos componentes, e de forma mais grave introduzir vibrações a estrutura base por circularem através do atuador. Assim, é importante que se analisem características como, o tipo de entrada (tensão ou corrente), o tipo de modulação, estrutura de filtragem, entre outros fatores antes que se possa escolher a topologia mais adequada.

4.2.1 Análise dos Tipos de Entrada

Dado que se deseja controlar a corrente do atuador, em um primeiro instante, poder-se-ia escolher um amplificador com entrada em corrente, no qual se aplique uma estratégia de modulação por largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*) [44] [54][55] para se obter o sinal modulante desejado; ter-se-ia daí por exemplo, que a corrente e a tensão aplicada no atuador possuiriam características semelhantes às apresentadas na Fig. 4-2.

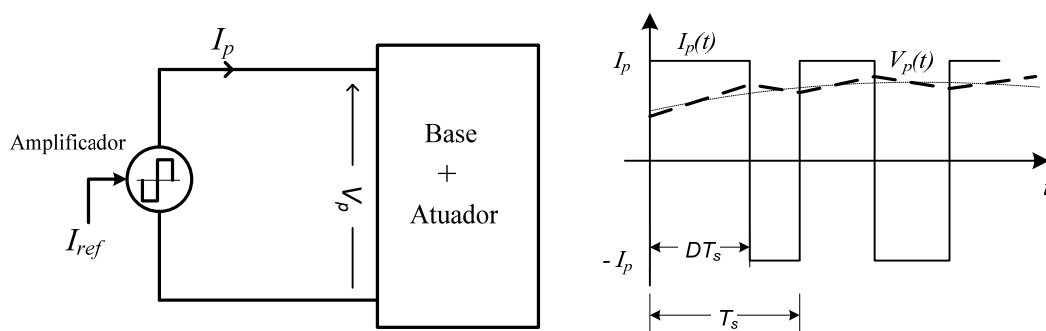


Fig. 4-2 — Tensão e corrente no atuador excitado por um inversor de corrente.

Ao analisar-se o comportamento desta configuração, verifica-se que a corrente $I_p(t)$ de valor máximo I_p , é aplicada ao atuador e circula pela estrutura de potência mesmo quando o sinal modulante é nulo, o que pode ser observado através do valor médio da corrente $I_p(t)$ em um período de comutação (4.1), que se anula somente quando $D(t)$ é igual a $1/2$.

$$I_{av} = [2D(t) - 1] \cdot I_p \quad \therefore \quad 0 \leq D(t) \leq 1 \quad (4.1)$$

Poder-se-ia para esta configuração, diminuir o conteúdo harmônico da corrente no atuador através da associação de filtros e/ou com a alteração da estratégia de modulação, o que reduziria também os harmônicos da corrente injetada [54]–[56]. Isto, no entanto, além de implicar na elevação do número de componentes das estruturas de controle e de potência do amplificador, em relação à configuração da Fig. 4-2, não resulta na redução do valor de pico da corrente de entrada, uma vez que este depende do valor da componente fundamental da corrente injetada $I_{p1}(t)$. Logo, o valor de pico da corrente é dependente apenas do máximo índice de modulação m_a [56].

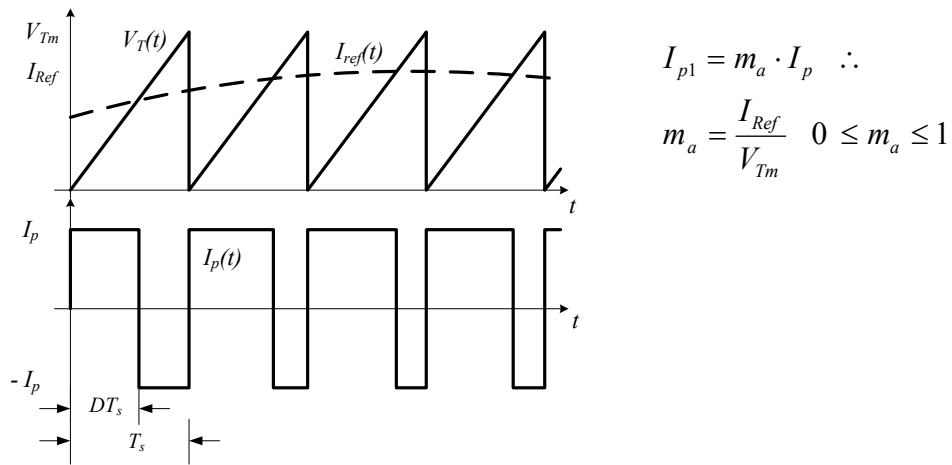


Fig. 4-3 — Detalhe da produção dos pulsos da corrente de saída.

Além de causar a elevação das perdas no elemento piezelétrico e nos elementos de potência do amplificador, o maior inconveniente de aplicar-se no atuador uma corrente com alto conteúdo harmônico [54]–[56], como a da Fig. 4-3, é o de estas frequências indesejadas, oriundas do espalhamento espectral causado pela modulação (Fig. 4-4), poderem excitar os modos de ressonância mecânica da estrutura base e, com isto, elevar o nível de ruído produzido.

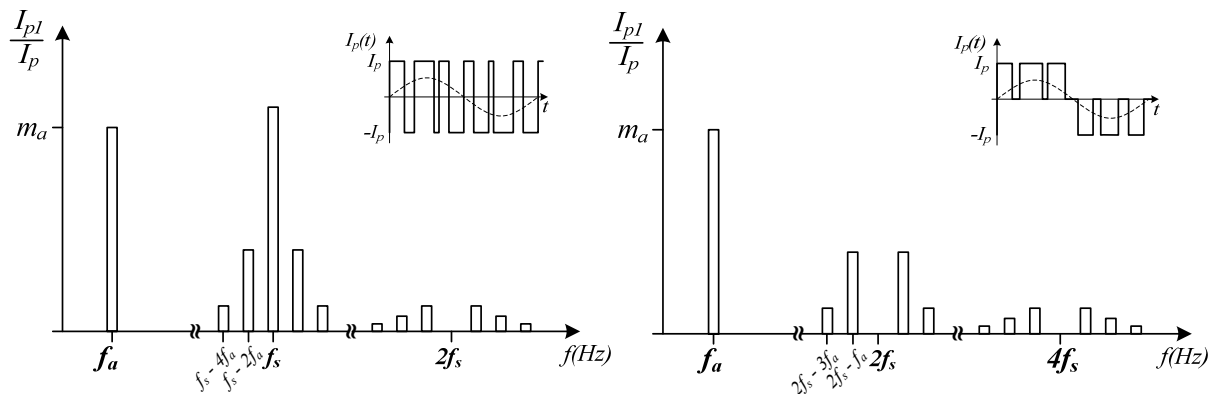


Fig. 4-4 — Espalhamento espectral da corrente para modulação PWM de 2 e 3 níveis [56].

Apesar de apresentar algumas características indesejadas, o amplificador com entrada em corrente limita naturalmente o valor máximo da corrente aplicada no atuador, o que é importante uma vez que seu comportamento elétrico é fortemente capacitivo, mesmo quando este está acoplado à viga, Fig. 3-17.

Uma alternativa que se pode explorar, para o acionamento do atuador, é a de empregarem-se amplificadores com entrada em tensão [42]–[46].

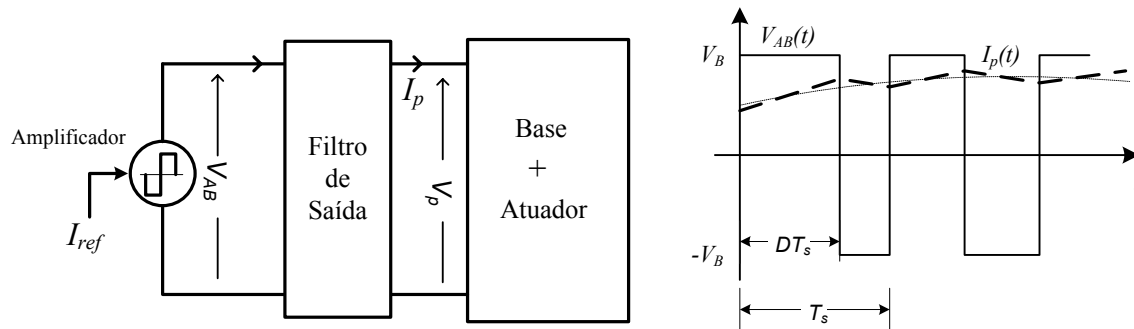


Fig. 4-5 — Tensão e corrente no atuador – PWM dois níveis.

É evidente que o mesmo espalhamento espectral apresentado pela corrente, na situação anterior, será exibido pela tensão $V_{AB}(t)$ da estrutura. Além disto, devido ao comportamento capacitivo do atuador, $i_p(t) \cong C_p \cdot \frac{d}{dt} V_p(t)$, os valores de corrente submetidos aos interruptores do conversor seriam destrutivos.

Assim, é necessário que se empregue uma estrutura de filtragem conectada a sua saída, para que se possa limitar a ondulação da corrente do conversor e o conteúdo espectral da corrente $I_p(t)$, produzindo, por exemplo, uma corrente como a apresentada na Fig. 4-5.

Percebe-se que os conversores, independente da fonte de entrada e da modulação empregada, podem produzir correntes de saída com elevado conteúdo harmônico. Assim, a presença de um filtro de saída é indispensável.

4.2.2 Filtragem da Corrente no Atuador

A introdução deste elemento tem por objetivo alterar a impedância equivalente “vista” pelos pontos AB do conversor, tal que, apenas as frequências $f \in [f_{min} ; f_{max}]$, circulem pelo atuador e, se possível, pela estrutura.

Ao tomar-se o conversor com entrada em corrente, o conteúdo espectral da corrente injetada no atuador depende de variáveis como o índice de modulação e o valor de pico da fonte [56][55], mas não de seu comportamento elétrico. Nesta situação, a estrutura de filtragem deve servir como um caminho de baixa impedância para as

componentes de alta frequência e de alta impedância para as frequências na faixa de interesse, como o exemplificado na Fig. 4-6.

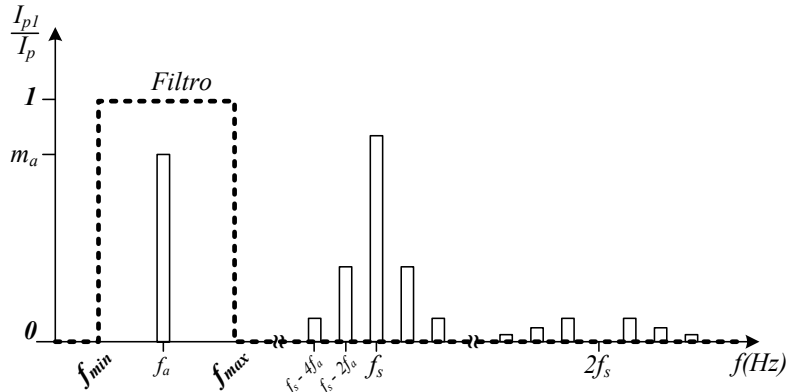


Fig. 4-6 — Característica desejada para a estrutura de filtragem – Módulo.

Para tal, se irá explorar um filtro do tipo LC , com a configuração passa baixas (Fig. 4-7). Assim, se tem o ramo paralelo, de baixa impedância, através do capacitor C_f por onde circulam as componentes harmônicas da frequência de comutação e do sinal modulante. Além disto, associa-se o indutor L_f , em série com o atuador, para elevar-se a impedância deste ramo.

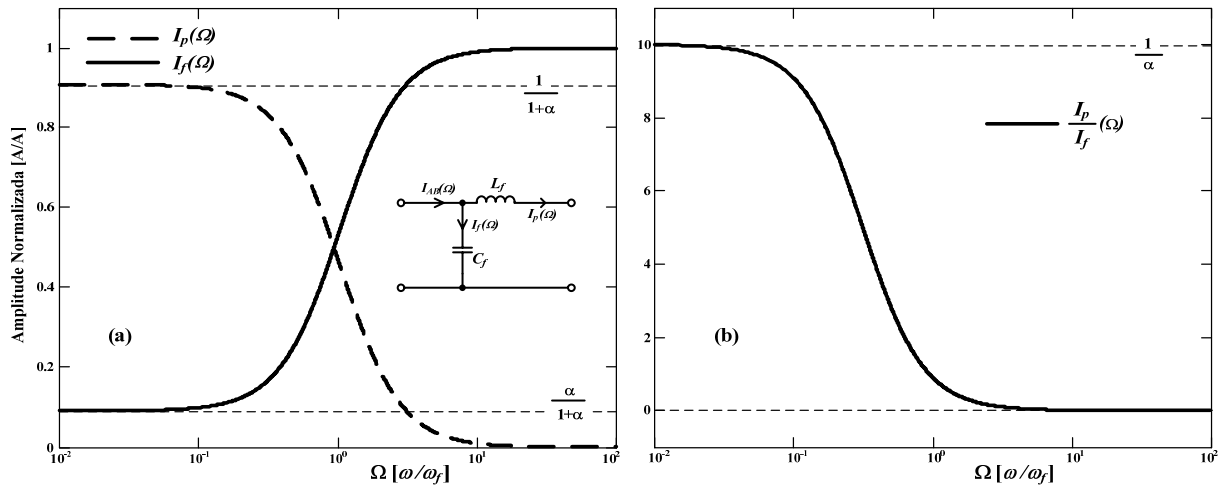


Fig. 4-7—Diagrama assintótico das correntes dos ramos do filtro: (a) I_p/I_{AB} e I_f/I_{AB} ; (b) I_p/I_f .

Ao se realizar a análise em frequência do filtro LC , verifica-se que as correntes nos ramos, I_p e I_f , podem ser descritas por (4.2)-a e (4.2)-b, através das quais se observa que o parâmetro “ α ” tem influência direta na amplitude da faixa plana do filtro, Fig. 4-7.

$$I_p(\Omega) = \frac{1}{\Omega^2 + (1 + \alpha)} \quad (a)$$

$$I_f(\Omega) = \frac{\Omega^2 + \alpha}{\Omega^2 + (1 + \alpha)} \quad (b)$$

(4.2)

Onde, a frequência normalizada $\Omega = j\omega / \omega_f$, $C_f = \alpha \cdot C_p$ e $\omega_f = 1 / \sqrt{L_f \cdot C_f}$.

Dado que $\alpha > 0$ a corrente no atuador sofre uma atenuação de $1/(1+\alpha)$, efeito este que deve ser compensado através da elevação de “ m_a ” ou do valor de pico da corrente da fonte. Poder-se-ia ainda, para reduzir a atenuação na banda passante, reduzir-se o valor de α , porém, deve-se ter em mente que se $\alpha \rightarrow 0$ o valor de $L_f \rightarrow \infty$ (4.3).

$$L_f = 1 / \alpha \cdot C_p \cdot \omega_f^2 \quad (4.3)$$

Ao se empregar uma fonte de tensão, na entrada do conversor, a corrente drenada depende também da estrutura de filtragem, ou seja, de sua admitância $Y_{AB}(\omega) = I_{AB} / V_{AB}(\omega)$. Isto permite que não só se “desviem” as correntes, decorrentes do espalhamento espectral de V_{AB} , para ramos paralelos do circuito, mas, também que se reduzam suas amplitudes.

De forma análoga a situação anterior, pode-se reduzir a ondulação de $I_p(t)$ introduzindo-se um filtro indutivo[54], posicionado entre o conversor e o atuador, Fig. 4-8. A adição deste elemento faz com que a tensão aplicada nos terminais do atuador passa a ser dada por $V_p(t) = V_{AB}(t) - V_L(t)$, onde $V_L(t)$ representa a queda de tensão nos terminais do indutor, e é dada por (4.4).

$$V_L(t) = L_f \cdot \frac{d}{dt} I_p(t) \quad (4.4)$$

Assim, é possível controlar-se a queda de tensão introduzida por este indutor (L_f) e, daí limitar-se as derivadas da corrente no atuador através do valor de sua indutância.

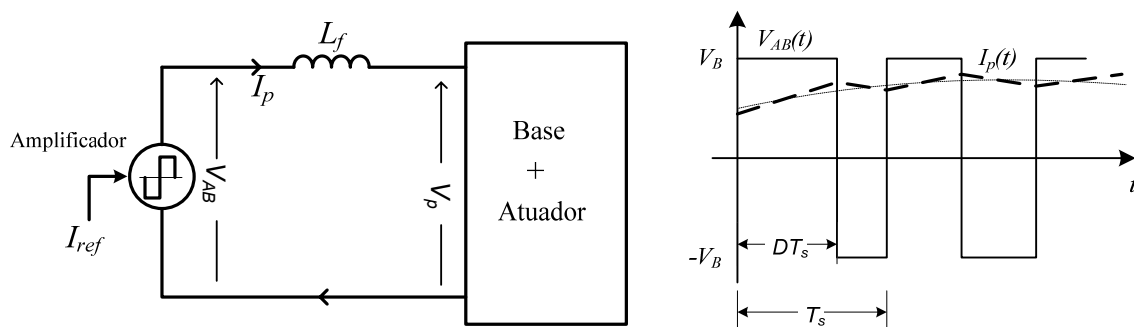


Fig. 4-8 — Tensão e corrente no atuador para o inversor de tensão com filtro indutivo.

Além disto, o filtro altera o formato da ondulação de corrente que circula pelo atuador, afetando o seu conteúdo harmônico de forma positiva, pois causa a redução das amplitudes das componentes individuais [55] (Fig. 4-9). Isto, considerando-se que no

pior caso o valor máximo desta ondulação seja igual ao valor de pico da corrente $I_p(t)$ para a situação anterior. Pode-se reduzir ainda mais a ondulação de corrente com o emprego de outras técnicas PWM, como por exemplo, a três níveis.

No entanto, a limitação do valor da máxima derivada de corrente também restringe a capacidade de resposta do atuador, tendo em vista que se deseja excitá-lo em corrente. Como exemplo disto pode-se citar a queda de tensão $j\omega L_f \cdot I(\omega)$ introduzida pelo filtro, considerando-se o sistema em regime senoidal.

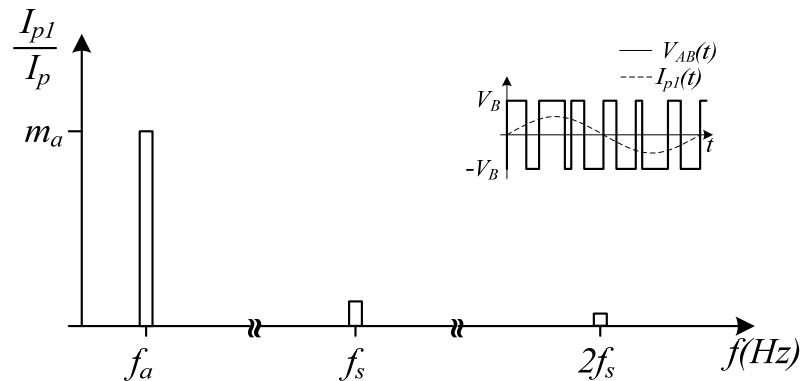


Fig. 4-9 — Espalhamento espectral para modulação a dois níveis com filtro indutivo.

Tem-se então que determinar o valor da indutância que melhor atenda às restrições, ou seja, reduza a derivada de corrente a valores aceitáveis, para que não se danifique o atuador nem a estrutura e que não possua uma impedância elevada dentro da banda de frequências de interesse.

Como já se sabe, através da análise espectral da carcaça do compressor, seção 1.7, a faixa de interesse para o controle das vibrações estende-se de 1 a 10 kHz e dentro desta faixa existem algumas frequências referentes aos modos naturais de vibração do corpo que, quando excitadas, dominam o seu comportamento.

Somando-se a isto o conhecimento de que a maioria das fontes de vibrações possui algum grau de periodicidade, por exemplo, a abertura e fechamento da válvula, optou-se pela utilização de uma simplificação para o cálculo da indutância, que é a de supor-se que há uma componente periódica e senoidal dominante no sinal de ruído. Disto resulta que uma tensão como a dada por (4.5) é induzida no atuador para amortecerem-se as vibrações.

$$V_p(t) = V_p \cdot \sin(\omega t) \quad \therefore \quad \omega = 2 \cdot \pi \cdot f_p \quad (4.5)$$

Essa simplificação é útil, pois permite que se obtenha, de forma simples, a ondulação de corrente dentro de um período de oscilação da tensão de saída [51] em função dos outros parâmetros do circuito. Para tal, toma-se um período de oscilação de

$V_{AB}(t)$, onde as tensões aplicadas no indutor durante as etapas de operação do amplificador são dadas por (4.6) e (4.7), Fig. 4-8.

$$0 \leq t < D \cdot T_s \rightarrow V_{AB}(t) = V_B \quad \therefore \quad V_L(t) = V_B - V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (4.6)$$

$$D \cdot T_s \leq t < T_s \rightarrow V_{AB}(t) = -V_B \quad \therefore \quad V_L(t) = -(V_B + V_p \cdot \text{sen}(\omega t)) \quad (4.7)$$

Supondo-se que a frequência de $V_{AB}(t)$ é muito maior que a de $V_p(t)$, aproxima-se a tensão $V_L(t)$ por $L_f \cdot \frac{\Delta I_p}{\Delta t}$, que quando aplicada em (4.6) e (4.7) resulta na equação (4.8) [51].

$$\bar{f}_s = \frac{f_s \cdot \Delta I_p \cdot L_f}{V_B} = \frac{1}{2} (1 - m_a^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t)) \quad \therefore \quad m_a = \frac{V_p}{V_B} \quad (4.8)$$

Com o auxílio de (4.8) é possível traçar-se o comportamento da frequência normalizada \bar{f}_s em função do índice de modulação “ m_a ”, tal qual o ilustrado na Fig. 4-10(a), e através desta verificar-se que os máximos têm valor igual a $\frac{1}{2}$ e que ocorrem sempre em múltiplos inteiros de π .

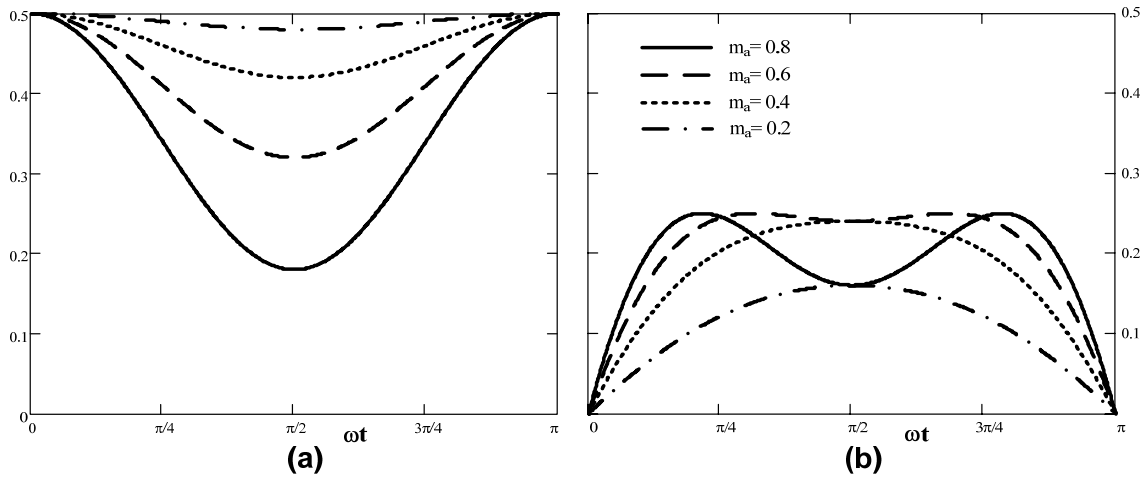


Fig. 4-10 — Frequência normalizada: (a) PWM 2 níveis; (b) PWM 3 níveis.

Substituindo-se o valor máximo de \bar{f}_s em (4.8) chega-se a expressão (4.9) que permite o cálculo da indutância na modulação a dois níveis em função da ondulação de corrente desejada e da frequência de comutação dos interruptores.

$$L_f = \frac{1}{2} \frac{V_B}{f_s \cdot \Delta I_p} \quad \therefore \quad f_s = \frac{1}{T_s} \quad (4.9)$$

Pode-se obter a expressão da frequência normalizada para a modulação a três níveis, de forma análoga a situação anterior, através das tensões aplicadas no indutor durante cada intervalo de comutação. Desta forma obtém-se (4.10) e (4.11), por exemplo, durante o semiciclo positivo de $V_p(t)$.

$$0 \leq t < D \cdot T_s \rightarrow V_{AB}(t) = V_B \quad \therefore \quad V_L(t) = V_B - V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (4.10)$$

$$D \cdot T_s \leq t < T_s \quad \rightarrow \quad V_{AB}(t) = 0 \quad \therefore \quad V_L(t) = -V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (4.11)$$

Sabe-se que a tensão sobre o indutor pode ser aproximada, dentro do intervalo de comutação, por $L_f \cdot \frac{\Delta I_p}{\Delta t}$. Com isto é possível obter-se (4.12) através de (4.10) e de (4.11), dado que $(1-D)T_s + DT_s = 1/f_s$.

$$\overline{f_s} = \frac{f_s \cdot \Delta I_p \cdot L_f}{V_B} = (m_a \cdot \text{sen}(\omega t) - m_a^2 \cdot \text{sen}(\omega t)^2) \quad \therefore \quad m_a = V_p / V_B \quad (4.12)$$

Chega-se a máxima ondulação de corrente para a modulação a três níveis, analisando-se o comportamento de (4.12). De onde se retira que o *ponto de máximo* de ΔI_p depende do índice de modulação utilizado, Fig. 4-10(b), e é dado por:

$$\begin{aligned} \pi/2 &\Leftrightarrow 0 < m_a \leq 0.5 \\ \arcsen(1/2m_a) &\Leftrightarrow 0.5 \leq m_a < 1 \end{aligned} \quad (4.13)$$

No entanto, o *valor máximo* é independente de ωt e sempre igual a $1/4$. Como consequência, verifica-se que, para os mesmos parâmetros, a modulação a três níveis é capaz de reduzir a metade ΔI_p , ou então, pode reduzir-se a indutância a metade para a mesma ondulação, como pode ser observado em (4.14).

$$L_f = \frac{1}{4} \frac{V_B}{f_s \cdot \Delta I_p} \quad \therefore \quad f_s = 1/T_s \quad (4.14)$$

Devido aos harmônicos produzidos na corrente do PZT, idealmente desejar-se-ia que a ondulação existente fosse nula. Para isto, poderia-se, de acordo com (4.9) ou (4.14), elevar o valor do indutor de filtragem L_f .

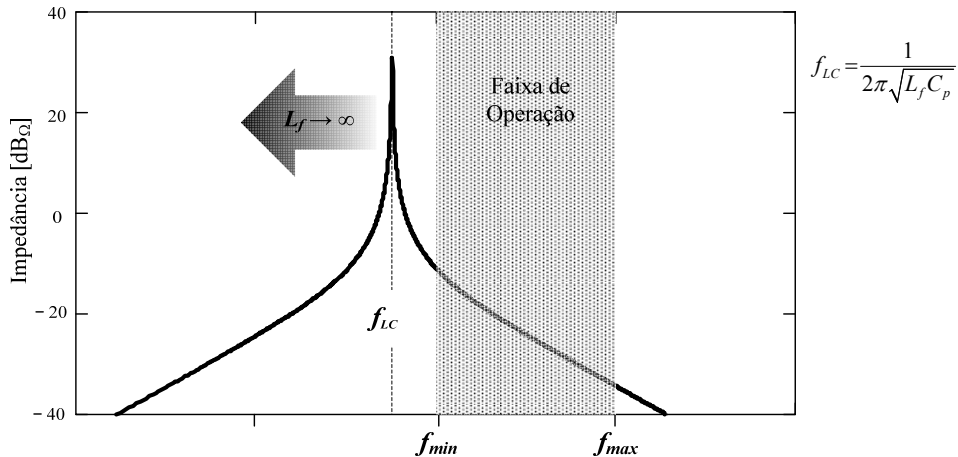


Fig. 4-11 — Efeito da elevação da indutância de filtragem na impedância de saída.

Tomando-se o modelo idealizado do atuador (2.35), pode-se obter a expressão (4.15) que representa a resposta em frequência do par LC , formado pelo filtro e o atuador, através da qual é possível traçar a Fig. 4-11. Observa-se que a elevação de L_f causa o deslocamento da ressonância na curva de impedância, o que em termos práticos

causa a elevação do índice de modulação, dado que V_B é constante, porque a queda de tensão provocada pelo indutor torna-se significativa e, por isso, é necessário que se eleve o valor da fundamental de tensão de $V_{AB}(t)$.

$$I_p(s) = \frac{C_p s}{L_f C_p s^2 + 1} \cdot V_{AB}(s) \quad (4.15)$$

De forma a evitar que o deslocamento da curva (Fig. 4-11) cause a distorção da corrente de saída, devido à saturação do índice de modulação, pode-se especificar como uma restrição de projeto que $f_{LC} > f_{min}$. Assim, assegura-se que dentro da faixa de controle a queda de tensão causada por L_f não será significativa.

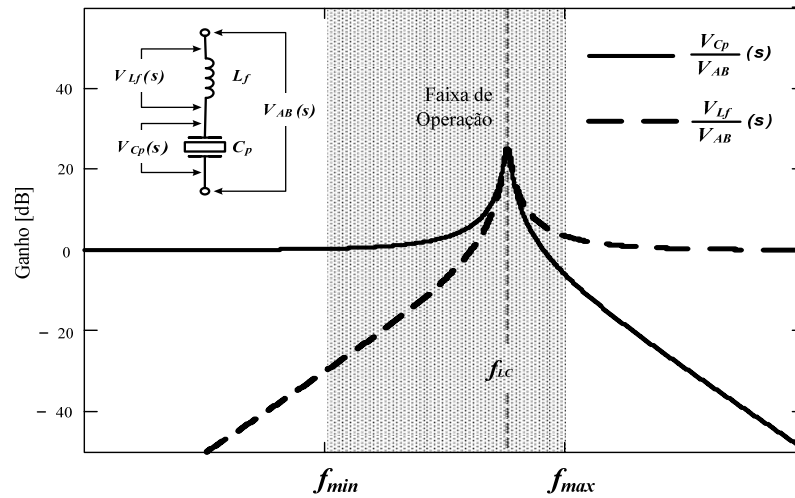


Fig. 4-12 — Quedas de tensão nos elementos de saída do inversor.

Poder-se-ia também pensar na elevação da frequência de comutação, do amplificador, como outra solução para reduzir-se a ondulação de $I_p(t)$. No entanto, ao imporem-se as restrições $f_{LC} > f_{min}$ e $V_L \cong L_f \cdot \frac{\Delta I_p}{\Delta t}$, esta passa a ter seu valor mínimo restrito. Isto fica evidente ao observar-se a Fig. 4-13⁵, traçada a partir de (4.16), onde, as linhas ao longo dos gráficos representam a menor frequência de comutação possível que é capaz de atender as restrições.

$$f_s = \frac{(m_a + 1) \cdot V_B \cdot \omega_{o min}^2 \cdot C_p}{2 \cdot \Delta I_L} \quad \rightarrow \quad 2 \text{ níveis} \quad (a)$$

$$f_s = \frac{m_a \cdot V_B \cdot \omega_{o min}^2 \cdot C_p}{2 \cdot \Delta I_L} \quad \rightarrow \quad 3 \text{ níveis} \quad (b) \quad (4.16)$$

Onde, $\omega_{o min}$ é a frequência de ressonância mínima escolhida para a banda de passagem do par “LC” que é dada por $1/\sqrt{L_f \cdot C_p}$.

⁵ Para traçar este gráfico tomou-se $m_a = 0,8$ e $C_p = 120\text{nF}$ – Ref. atuador QP16n

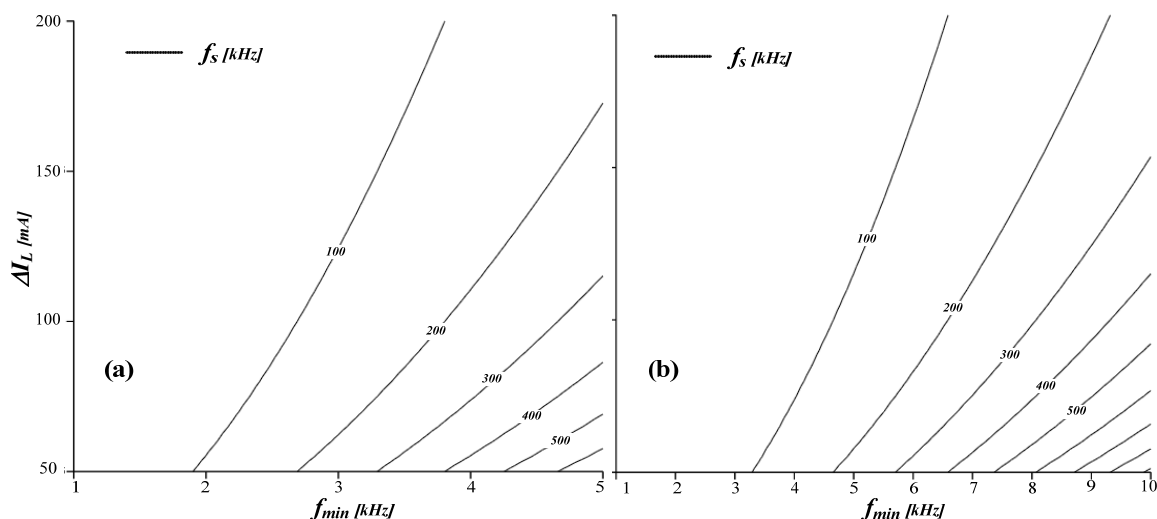


Fig. 4-13 — Limites da frequência de comutação: (a) dois níveis; (b) três níveis.

Constata-se que a frequência de comutação “ f_s ” empregada está intimamente associada aos outros parâmetros do conversor e que na modulação a três níveis é possível operar-se com a mesma frequência mínima da modulação a dois níveis, sob a mesma combinação de parâmetros e, ainda assim, empregar-se uma frequência de comutação menor.

4.2.3 Topologia e Etapas de Operação

Como pôde ser observado, ambas as estruturas de filtragem são capazes de adequar as tensões e correntes fornecidas, pelas fontes, para o acionamento do atuador. No entanto, a estrutura do tipo filtro indutivo apresenta-se como uma alternativa mais vantajosa, dada a eliminação do capacitor C_f e a relativa simplicidade para a construção da fonte de tensão [53][56].

Assim, direcionou-se a análise para a topologias CC-CA do tipo inversor de tensão. Na literatura [50][56][60][61] encontram-se diversas estruturas capazes de desempenhar esta função. Poderia-se citar entre estas os inversores monofásicos do tipo *Push-Pull*, *Meia-Ponte* (HB — *Half Bridge*), *Ponte-Completa* (FB — *Full Bridge*) e NPC (*Neutral Point Clamped*), ilustrados na Fig. 4-14.

Cada uma destas estruturas traz consigo vantagens e desvantagens. Por exemplo, o inversor *Push-Pull* tem os interruptores na mesma referência, o que simplifica a construção dos circuitos de comando, no entanto, emprega um transformador em alta frequência que pode elevar ainda mais as perdas. O inversor *Meia-Ponte* necessita de um número reduzido de semicondutores, mas não utiliza todo o potencial da fonte de

alimentação, pois é capaz de aplicar apenas metade de sua tensão à carga. Além disto, nenhuma delas é capaz de produzir uma tensão a três níveis em suas saídas.

Já os conversores FB e NPC, empregam quatro interruptores controlados em suas estruturas, o que implica em uma maior quantidade de circuitos auxiliares. Mas, isto permite a estas estruturas operar com modulações a dois ou três níveis. Além disto, o inversor NPC utiliza dois interruptores não controlados a mais e, tal qual o inversor HB, necessita de uma fonte com ponto médio.

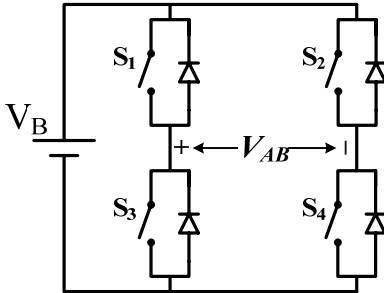
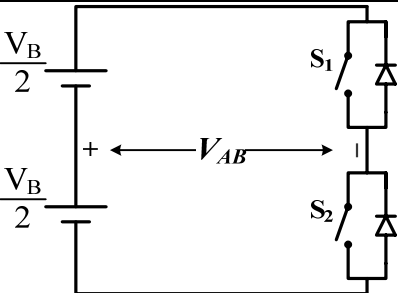
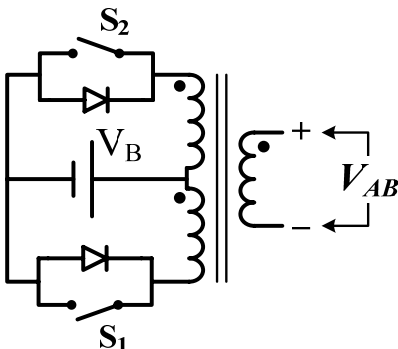
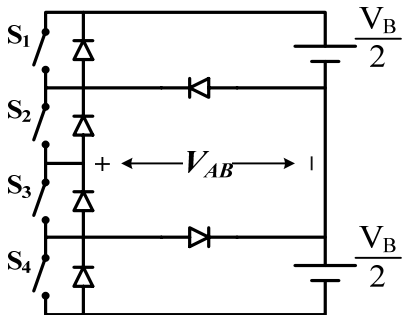
<i>Estrutura</i>	<i>Topologia</i>	<i>Características</i>
<i>Ponte Completa</i>		<ul style="list-style-type: none"> • Interruptores controlados = 4; • Tensão máxima de saída $\pm V_B$; • Modulação a dois e três níveis; • Fonte única; • Tensão sobre os interruptores = V_B
<i>Meia Ponte</i>		<ul style="list-style-type: none"> • Interruptores controlados = 2; • Tensão máxima de saída $\pm V_B/2$; • Modulação a dois níveis; • Fonte com ponto médio, ou duas fontes; • Tensão sobre os interruptores V_B
<i>Push–Pull</i>		<ul style="list-style-type: none"> • Interruptores controlados = 2; • Tensão máxima de saída $\pm n \cdot V_B$; • Modulação a dois níveis; • Fonte única; • Tensão sobre os interruptores = $2V_B$; • Emprega um transformador de alta frequência;
<i>NPC</i>		<ul style="list-style-type: none"> • Interruptores controlados = 4; • Tensão máxima de saída $\pm V_B/2$; • Modulação a dois e três níveis; • Fonte c/ ponto médio ou dupla; • Tensão sobre os interruptores = $V_B/2$;

Fig. 4-14 — Estruturas de inversoras [42]–[46] [51][56].

Dentre estas estruturas opta-se pelo uso do inversor em ponte completa. Isto porque, não é necessário o isolamento galvânico do atuador piezelétrico, nem se tem interesse em construir um primeiro estágio também controlado, para se gerarem as fontes simétricas e, além disto, ela permite que se implementem as modulações a dois e três níveis.

No caso das estruturas que possuem fonte com ponto médio, poder-se-ia dividir a tensão do barramento através de capacitores [50][56], porém, como a tensão de operação dos atuadores que serão empregados pode alcançar até $200V^6$ e a fonte de alimentação possui 311V de pico, esta não seria capaz de prover, diretamente, o acionamento dos atuadores em sua máxima tensão.

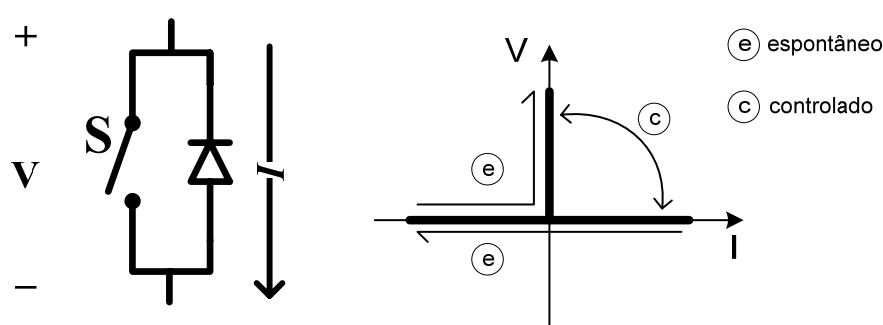


Fig. 4-15 — Característica do interruptor [53].

Uma característica que não foi mencionada, mas já considerada nas estruturas apresentadas, é a bidirecionalidade em corrente dos interruptores utilizados, essencial devido ao fluxo de energia reativa na estrutura, função do comportamento capacitivo do atuador, Fig. 3-17, o que fica mais claro ao se analisar as etapas de operação da estrutura.

Etapas de Operação — PWM Dois Níveis

Apesar de produzir tensões com elevado conteúdo harmônico, Fig. 4-4, este tipo de modulação propicia simplificações de cunho prático, pois permite que se empreguem circuitos integrados já bem estabelecidos no mercado como o UC3825[®] [62], para a produção dos pulsos de comando e a proteção do atuador piezelétrico contra sobre tensões, sem que se introduzam na estrutura circuitos adicionais além do *driver* de comando dos interruptores.

Para esta modulação, dependendo do sentido da corrente no ramo *A-B*, diferentes elementos da estrutura participam das etapas de operação. No entanto, tudo

⁶ Dado do atuador PA10n.

que se descreve para um dos sentidos de circulação de $I_P(t)$ pode ser estendido para o semiciclo seguinte, alterando-se apenas os componentes que delas participam.

Para simplificar-se a análise, substituiu-se o indutor de filtragem e o atuador piezelétrico por uma fonte de corrente instantânea, pois se supõe que em um período de comutação a corrente de saída quase não sofre alterações em sua amplitude.

Primeira Etapa $[t_0 < t < t_1]$: tomando-se um instante t_0 , onde a configuração do circuito é a apresentada na Fig. 4-16, têm-se os interruptores S_1 e S_4 acionados, conduzindo a corrente $I_P(t)$, a tensão sobre os capacitores C_1 e C_4 é igual a zero e C_2 e C_3 são submetidos à tensão da fonte V_B .

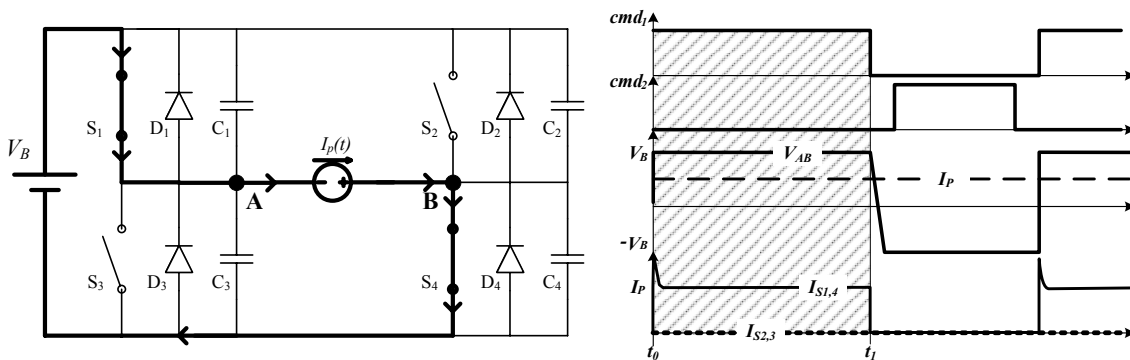


Fig. 4-16 — Primeira etapa: $t_0 < t < t_1$.

Segunda Etapa $[t_1 < t < t_2]$ — Tempo Morto: com o bloqueio dos interruptores $S_{1,4}$ a corrente $I_P(t)$ é instantaneamente desviada para os capacitores $C_{1,4}$. Isto porque, devido as suas características, Fig. 4-15, a tensão sobre seus terminais tende a elevar-se instantaneamente, mas como $i_c(t) = C \cdot \frac{d}{dt} V_c(t)$, a tensão sobre $C_{1,4}$ é mantida nula (ou muito reduzida) durante alguns instantes. Se a comutação destes dois interruptores se completa antes da elevação da tensão sobre $C_{1,4}$, diz-se que ela é do tipo ZVS – Zero Voltage Switching [50].

Assim que a tensão nos capacitores $C_{2,3}$ se anula, os diodos $D_{2,3}$ entram em condução e a tensão de saída assume o valor $-V_B$.

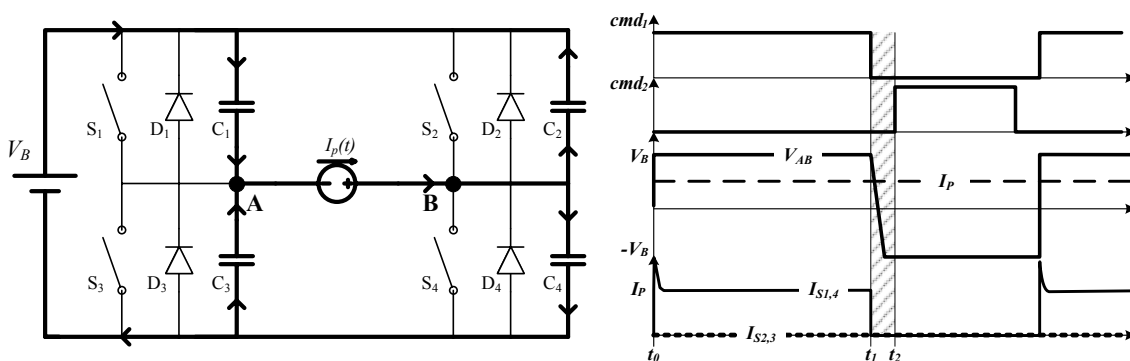


Fig. 4-17 — Segunda Etapa: $t_1 < t < t_2$.

Terceira Etapa [$t_2 < t < t_3$]: após o tempo morto, a comutação dos interruptores $S_{1,4}$ já está completa. Assim, é possível acionar $S_{2,3}$ sem o risco do curto circuito de braço. Devido ao sentido da corrente, arbitrado para a análise desta etapa, a corrente $I_P(t)$ permanece circulando apenas pelos diodos $D_{2,3}$. Pois, como pode ser visto na Fig. 4-18, a inversão da corrente depende da fonte. Assim, a tensão nos pontos $A-B$ permanece inalterada com o valor “ $-V_B$ ”.

Caso o sentido escolhido para a corrente fosse o contrário, esta etapa ocorreria com os diodos $D_{1,4}$ quando se acionassem os interruptores $S_{1,4}$, onde $V_{AB}(t) = V_B$.

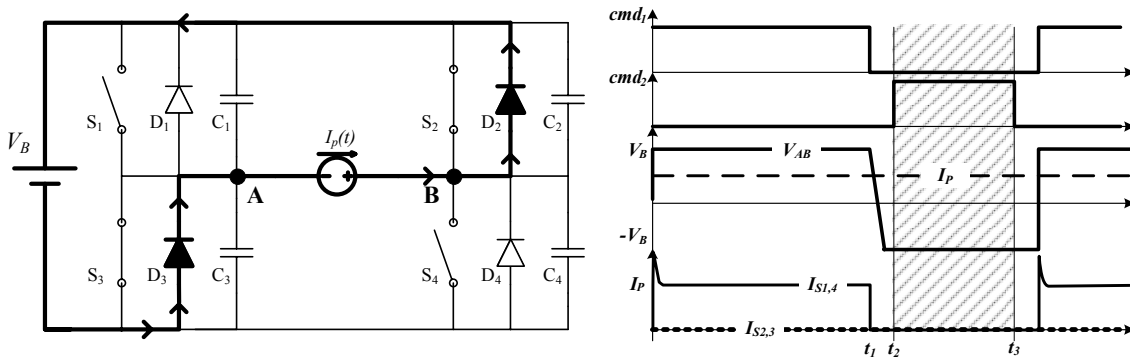


Fig. 4-18 — Terceira Etapa: $t_2 < t < t_3$.

Quarta Etapa [$t_3 < t < t_4$] — **Tempo Morto**: ao serem bloqueados os interruptores $S_{2,3}$ nada se altera no circuito, em relação a etapa anterior. Isto é evidente dado que estes elementos dela não participavam.

No entanto, é importante que se mantenha este intervalo, pois, quando a corrente $I_P(t)$ tem sentido contrário, é nele que a comutação destes interruptores deve se completar antes do acionamento de $S_{1,4}$.

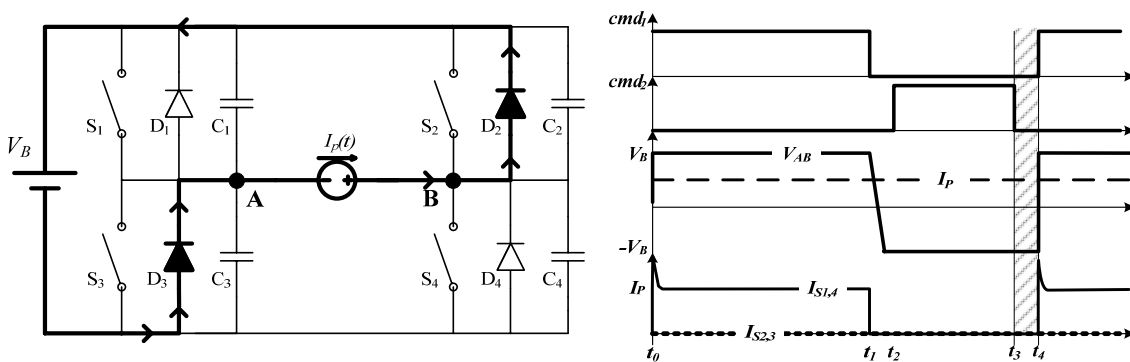


Fig. 4-19 — Quarta Etapa: $t_3 < t < t_4$.

Quinta Etapa [$t_4 < t < T_S + t_1$]: a partir de t_4 , caso não haja a inversão do sentido de $I_P(t)$, o ciclo de comutação se repete. Com isto a tensão é $V_{AB}(t) = V_B$ e a corrente de carga passa a circular pelos interruptores $S_{1,4}$.

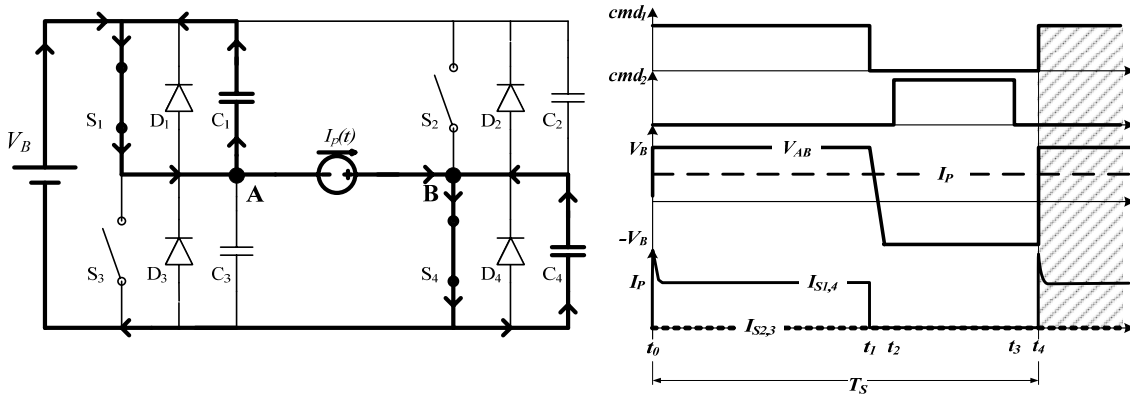


Fig. 4-20 — Quinta Etapa: $T_s < t < T_s + t_l$.

Vale notar, que no início desta etapa os capacitores $C_{1,4}$ estão carregados, daí quando os interruptores $S_{1,4}$ são comandados a conduzir não só a corrente $I_P(t)$ se estabelece por eles, mas também, a parcela referente a descarga de suas capacitâncias intrínsecas, do que resulta o pico de corrente ilustrado nos instantes t_0 e t_4 .

Etapas de Operação — PWM Três Níveis

Para se obter uma tensão $V_{AB}(t)$ a três níveis, optou-se por empregar a estratégia onde os pulsos de comando são produzidos através da comparação do sinal de controle $V_{cont}(t)$ com duas tensões triangulares defasadas de 180° [51][55], tal qual a Fig. 4-21.

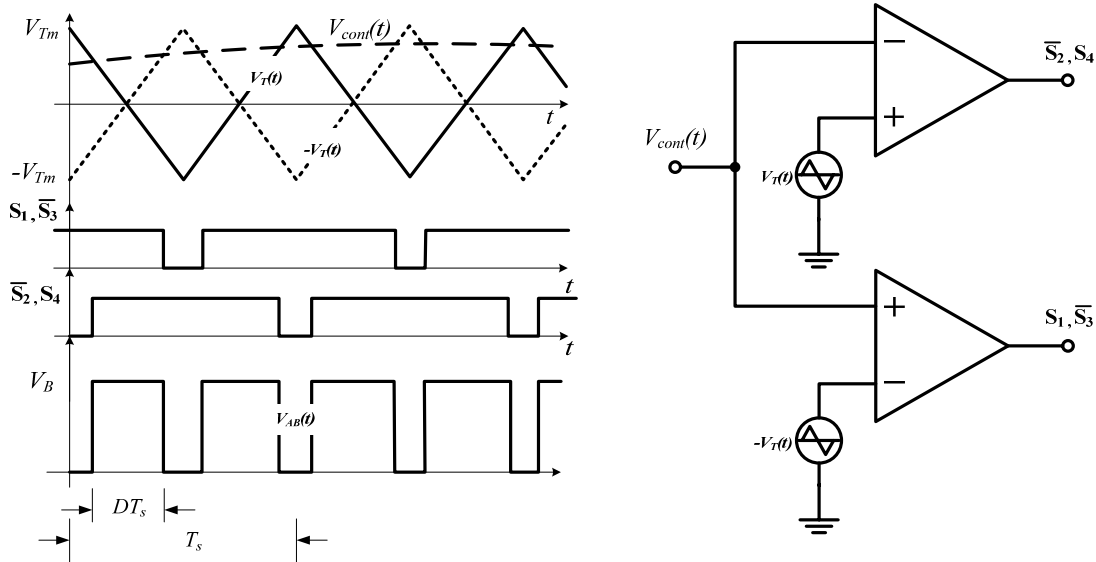


Fig. 4-21 — Geração dos pulsos de comando na modulação a 3 níveis – Semiciclo positivo.

Tomando-se o conversor em uma configuração arbitrária, Fig. 4-22, pode-se descrever as suas etapas de operação, por exemplo, durante o semiciclo positivo.

Primeira Etapa $[t_0 < t < t_1]$: com os interruptores S_1 e S_2 acionados, a corrente $I_P(t)$ faz com que a tensão $V_{AB}(t)$ permaneça nula. Nesta etapa, a corrente circula em “roda-livre” pela carga e evolui segundo as características impostas por ela.

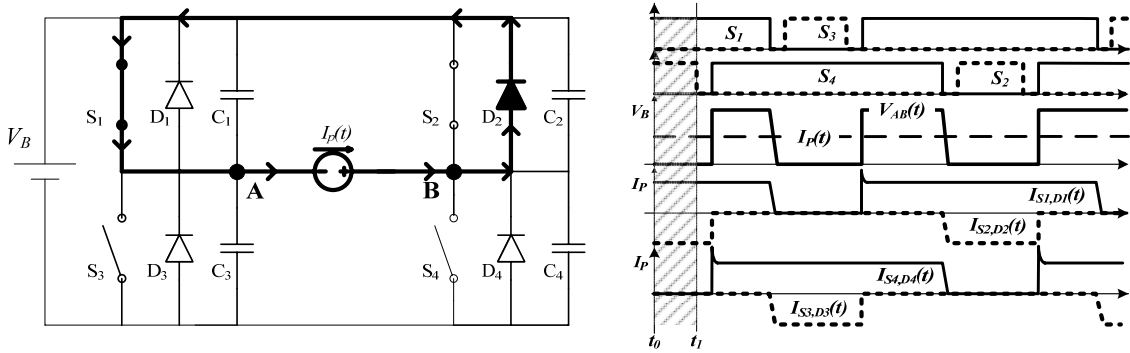


Fig. 4-22 — Primeira etapa de operação: $t_0 < t < t_1$.

Assim como na modulação a dois níveis, sempre entre o bloqueio e a entrada em condução de dois interruptores do mesmo braço, por ex. S_1 e S_3 , é introduzido o tempo morto T_M para se evitem curto-circuitos e as cargas/descargas dos capacitores $C_{1,2,3,4}$.

Segunda Etapa [$t_2 < t < t_3$]: como a alteração do estado de S_2 não introduz um novo estado topológico, dado o sentido adotado para $I_p(t)$, assume-se que a segunda etapa inicia com a entrada em condução de S_4 . Durante este intervalo, a tensão é $V_{AB}(t) = V_B$ e $I_p(t) > 0$, logo, tem-se a transferência de potência para a carga.

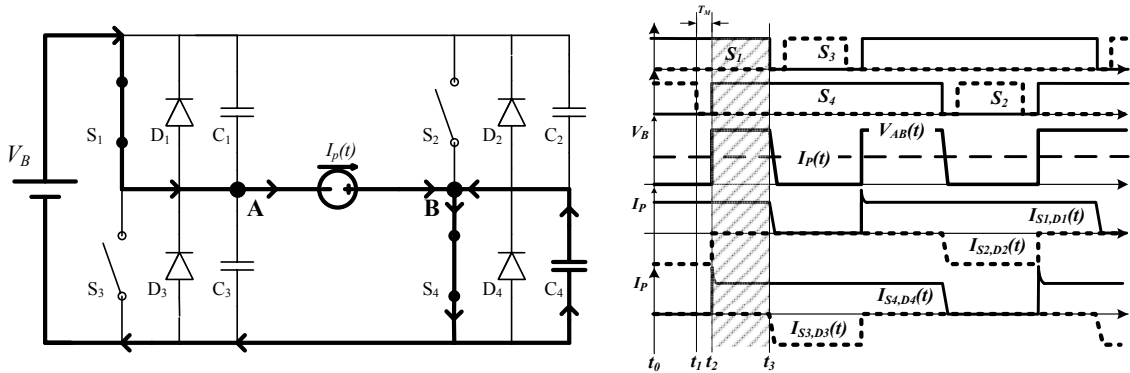


Fig. 4-23 — Segunda etapa de operação: $t_2 < t < t_3$.

Verifica-se, na Fig. 4-23, que o capacitor C_4 está carregado com a tensão V_B no instante t_2 . Assim, quando se comanda S_4 para a entrada em condução, circula neste interruptor um pico de corrente consequência da descarga de C_4 .

Terceira Etapa [$t_3 < t < t_4$] – Tempo Morto: no instante t_3 retira-se o pulso de comando de S_1 . Com isto, as correntes nas malhas do circuito assumem a configuração apresentada na Fig. 4-24.

No instante t_3 , a tensão sobre o capacitor C_1 é nula. Assim, com o bloqueio de S_1 a corrente $I_{C1}(t)$ torna-se igual à $I_p(t)$. Nesta situação a comutação de S_1 é do tipo *ZVS – Zero Voltage Switching*.

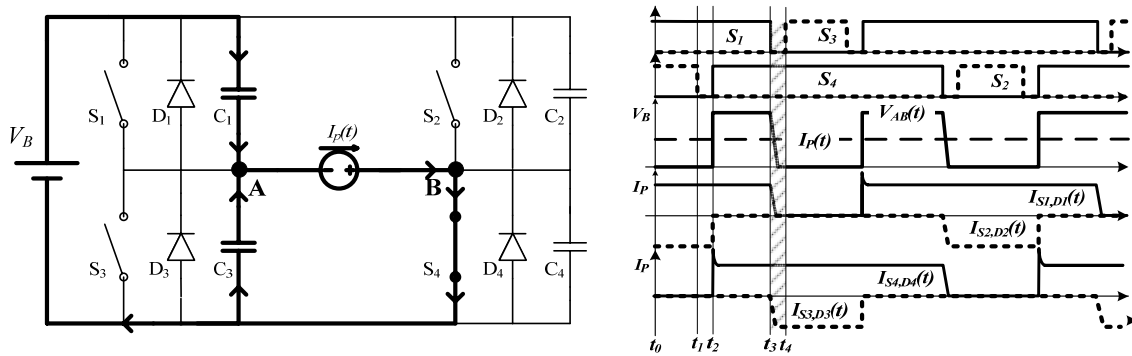


Fig. 4-24 — Terceira etapa de operação – Tempo Morto: $t_3 < t < t_4$.

Já a entrada em condução de S_3 é suave, Fig. 4-24, apenas se a tensão em C_3 anula-se antes do final do tempo morto.

Quarta Etapa [$t_4 < t < t_5$]: finalizada a etapa de comutação do interruptor S_3 o circuito assume a configuração da Fig. 4-25. Consta-se que devido ao sentido arbitrado para $I_p(t)$ esta se estabelece através de D_3 . Assim, mesmo com o comando de entrada em condução do interruptor S_3 , esta configuração não se altera até o instante t_5 .

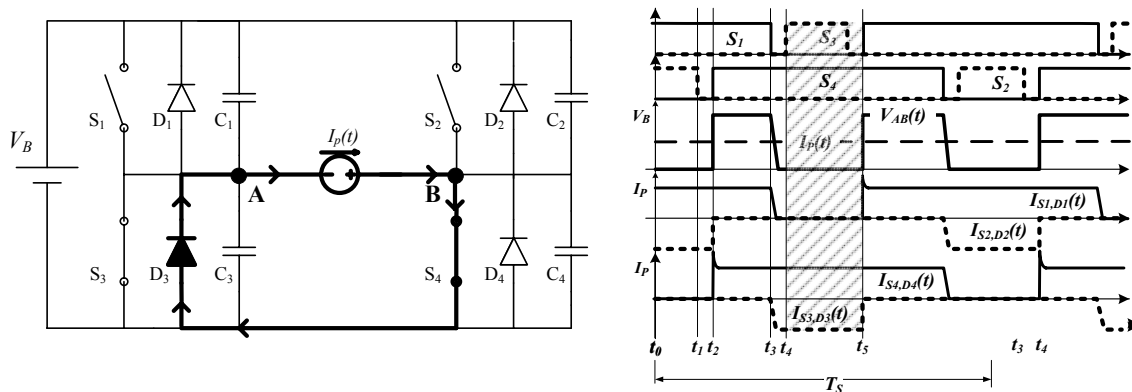
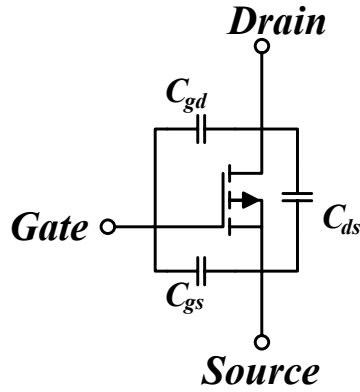


Fig. 4-25 — Quarta etapa de operação: $t_4 < t < t_5$.

Assim como na primeira etapa, o circuito assume uma configuração, onde, $V_{AB}(t) = 0$ e, mais uma vez, tem-se a carga operando em roda livre. Ao final desta etapa, o interruptor S_1 é novamente acionado causando a descarga instantânea de C_1 , e retorna-se à configuração apresentada inicialmente.

Verifica-se que a presença dos capacitores $C_{1,4}$ ao mesmo tempo em que permitem a comutação ZVS dos interruptores S_1 e S_4 , também causa o surgimento de uma corrente impulsiva decorrente de suas descargas em outros intervalos.

Poder-se-ia explicar a presença dos capacitores $C_{1,2,3,4}$, caso se deseje melhorar as características da comutação na abertura dos interruptores, comutação ZVS, ou então em função do tipo de interruptores, por exemplo, **MOSFETs** e **IGBTs** que possuem dentre as suas não idealidades capacitâncias intrínsecas, Fig. 4-26, que apresentam no circuito um comportamento muito semelhante ao apresentado por $C_{1,2,3,4}$.



Capacitâncias Parasitas:

Entrada $C_{iss} = C_{gd} + C_{gs}$

Saída $C_{oss} = C_{gd} + C_{ds}$

Transferência $C_{rss} = C_{gd}$

Fig. 4-26 — Capacitâncias intrínsecas de um MOSFET [56][60][61].

Como este pico de corrente ocorre pelo menos uma vez a cada período de comutação, e sua energia é aproximada por $E_c = \frac{1}{2} C_{oss} V_B^2$, à medida que a frequência de comutação, ou o valor da capacitância de saída do interruptor elevam-se, a perda causada por esta descarga começa a ser significativa. Isto fica claro ao observar-se (4.17) que permite o cálculo, de forma aproximada, da potência dissipada por este fenômeno.

$$P_{dis} \cong \frac{1}{2} C_{oss\ ef} \cdot V_{Soff}^2 \cdot f_s \quad [W] \quad (4.17)$$

Onde, $C_{oss\ ef}$ é a capacitância efetiva de saída, fornecida pelo fabricante, e V_{Soff} é a tensão de bloqueio do interruptor no circuito.

4.2.4 Resultados de Simulação

Para que se possa avaliar se as representações matemáticas, propostas em (5.6) e (5.8), descrevem o comportamento dos valores médios instantâneos das grandezas envolvidas, efetua-se as simulações do conversor operando em laço aberto, sem qualquer estrutura de controle. Necessita-se, para tal, que se especifiquem as características do atuador e do indutor de filtragem.

Por questões de disponibilidade, o atuador de referência empregado para a obtenção dos resultados teóricos e experimentais será o de modelo **QPI6n[®]** (descrito no Anexo A), cujas características elétricas são:

- Pico máximo de tensão — $V_p^{max} = \pm 120V$;
- Capacitância Intrínseca — $C_p \cong 120 \text{ nF}$;
- Tangente de perdas (1 kHz) — $\tan \delta = 0,018$.

Dado que a largura de banda desejada estende-se até $f_{max} = 10 \text{ kHz}$, e se deseja que o amplificador seja capaz de prover o acionamento do atuador em sua extensão

máxima, ao longo de toda a faixa, assim devido a sua forte característica capacitiva, irá se aproximar a corrente máxima necessária, tal qual o apresentado em (4.18).

$$I_P^{max} = \frac{V_P^{max}}{1/j\omega_{max}C_P(1+\delta^2)} \cong 1,1A \quad \therefore \quad \omega_{max} = 2\pi f_{max} \quad (4.18)$$

Admitindo-se como parâmetros de projeto:

- Ondulação de corrente — $\Delta I_L = 0,15 \cdot I_P^{max} \cong 0,165A$;
- Tensão do barramento CC — $V_B = \sqrt{2} V_{fase} \cong 311V$;
- Frequência de ressonância — $f_{o min} = 6 \cdot f_{min} = 6kHz$.

Pode-se, através da equação (4.19), calcular a indutância necessária.

$$L_f = \frac{1}{\omega_o^2 C_P} \cong 5mH \quad (4.19)$$

E, com o auxílio de (4.16), obter-se a frequência de comutação adequada para o inversor na PWM a dois níveis, segundo as restrições impostas, como o visto em (4.20).

$$f_s = \frac{(m_a + 1) \cdot V_B \cdot \omega_o^2 \cdot C_P}{2 \cdot \Delta I_L} \cong 250kHz \quad (4.20)$$

De posse destas grandezas verifica-se através de (4.9), que a ondulação de corrente é de $\approx 125mA$. Logo, atendem-se as restrições de projeto impostas. Assim, pode-se construir os circuitos ilustrados na Fig. 4-27 e, com o auxílio de um simulador, neste caso o PSIM[®] V6.0, analisar-se o comportamento idealizado da estrutura.

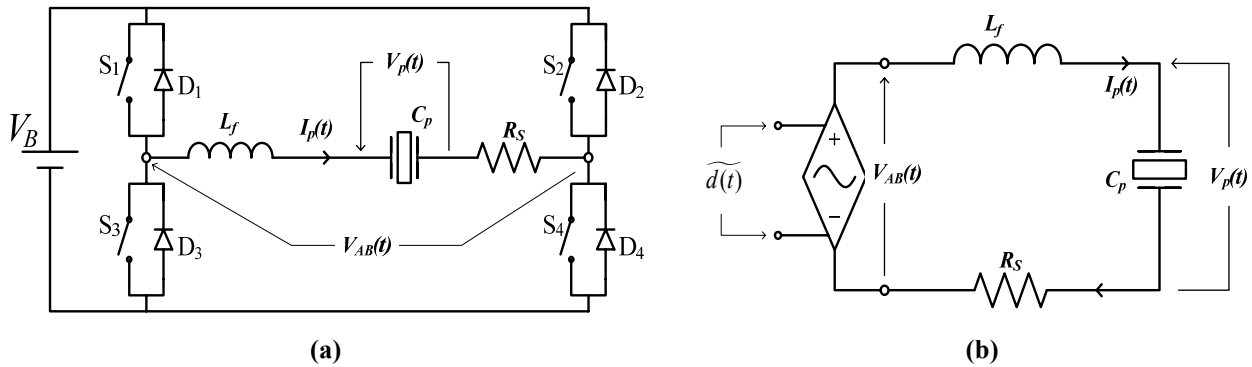


Fig. 4-27 — Estruturas para simulação: (a) Comutado; (b) Aproximação.

Vale observar que a resistência série “ R_S ”, introduzida no circuito, visa representar as não idealidades dos componentes como a resistência do indutor.

Modulação a Dois Níveis — a produção dos pulsos para a estrutura (a) é efetuada através da comparação do sinal de perturbação $\widetilde{d}(t) = 0,1sen(2\pi f_d t)$, com o sinal dente de serra, onde $V_{Tm} = 5V$, tal qual o ilustrado na Fig. 4-3.

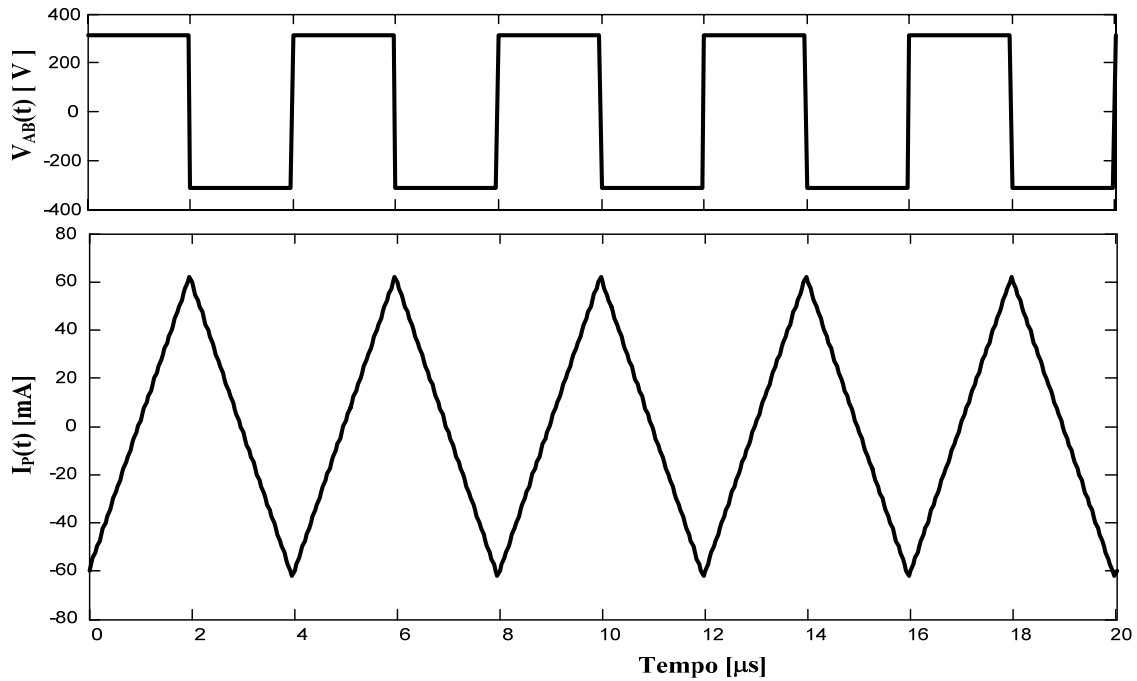


Fig. 4-28 — Detalhe da ondulação de corrente no indutor de filtragem.

Para verificar-se a metodologia de cálculo da ondulação de corrente, foi efetuada a simulação de funcionamento da estrutura comutada, através da qual se obteve a Fig. 4-28, de onde se extrai que a máxima ondulação ($D = 0,5$) aproxima-se dos 125 mA desejados em projeto.

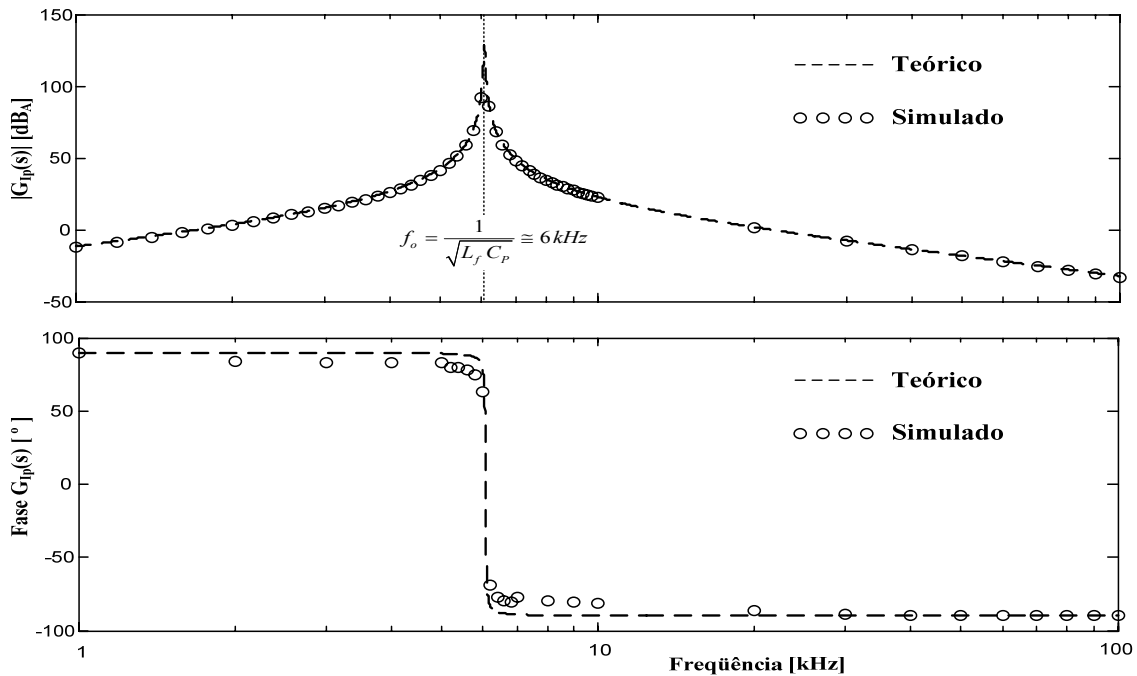


Fig. 4-29 — Comparação da resposta em frequência entre o modelo teórico e de simulação.

Efetuuou-se, também, o levantamento da resposta em frequência do modelo teórico da estrutura através da simulação de vários casos de perturbação, para tal se

manteve a amplitude de $\widetilde{d(t)} = 0,1\text{sen}(2\pi f_d t)$, e variou-se a frequência de oscilação f_d , o que produziu como resultado os dados ilustrados na Fig. 4-29.

Através do comportamento em frequência do modelo teórico, verifica-se que há uma boa concordância entre as representações. Assim, a função de transferência apresentada em (5.6) é capaz de representar, pelo menos dentro da faixa analisada, o efeito da variação da razão cíclica na corrente do atuador.

Para que se pudesse visualizar se a suposição de que o “modelo” representa apenas o comportamento do valor médio das variáveis, foram efetuadas algumas simulações das duas estruturas, Fig. 4-27 (a) e (b), operando segundo as mesmas condições, de uma destas simulações ($\widetilde{d(t)} = 0,1\text{sen}(2\pi 3000t)$) foram extraídas as correntes no atuador, ilustradas na Fig. 4-30.

Observa-se que o modelo por valores médios instantâneos é capaz de comportar-se tal qual o circuito comutado, a menos da ondulação em alta frequência.

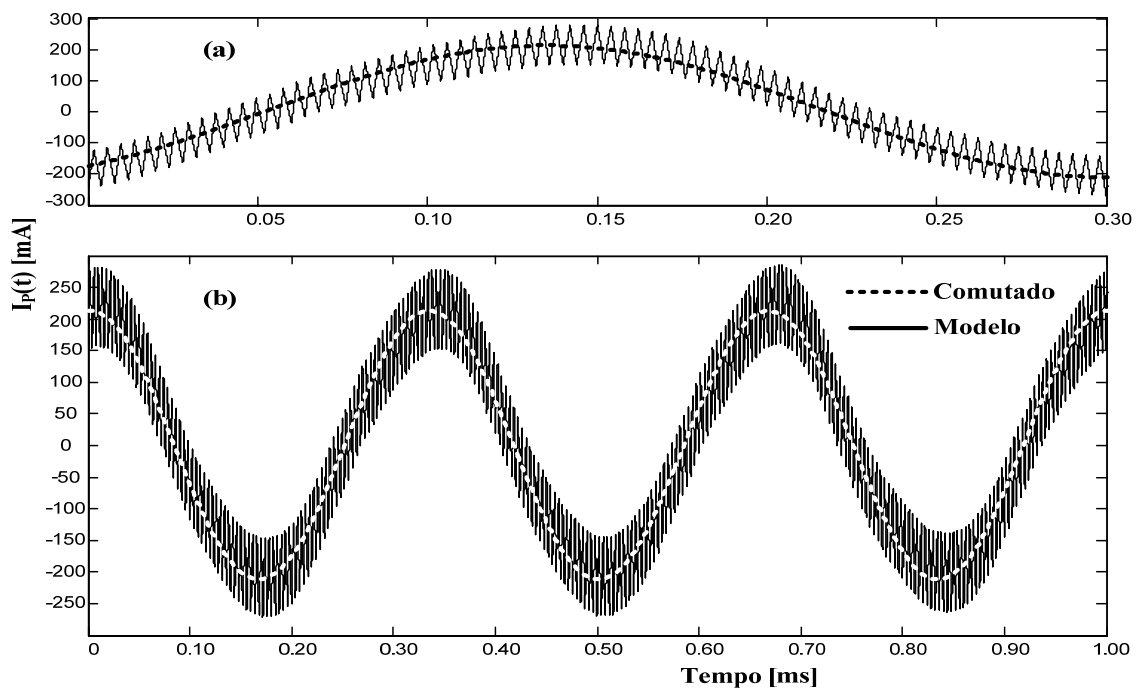


Fig. 4-30 — Corrente no atuador piezelétrico: (a) Detalhe da oscilação; (b) Sobreposição.

Pode-se ainda, através dos resultados de simulação do inversor, observar que os esforços de tensão e de corrente nos elementos da estrutura comportam-se conforme o esperado [50][56], ou seja, a máxima tensão aplicada aos interruptores é igual a do barramento (Fig. 4-31), o valor de pico da corrente é igual ao da carga e, devido à característica dos semicondutores, esta circula no sentido positivo pelo interruptor comandado (Fig. 4-32) e pelo diodo no sentido contrário (Fig. 4-33).

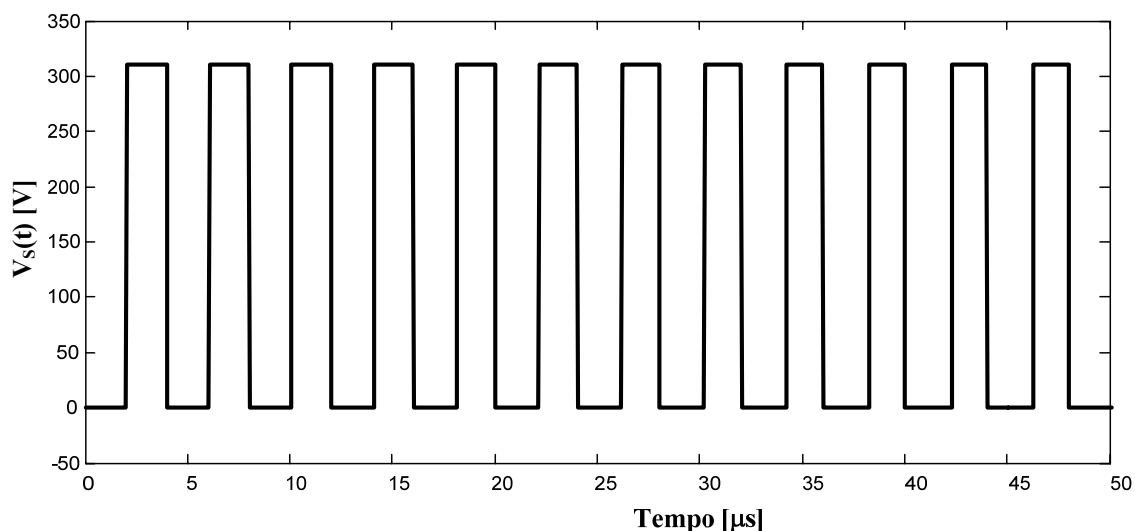


Fig. 4-31 — Tensão sobre os interruptores.

Fica evidente, através das formas de onda das correntes nos interruptores Fig. 4-32, que os valores médios e eficazes das correntes que por eles circulam são função da razão cíclica de operação do conversor. Sabe-se também, que na situação de máximo carregamento, o índice de modulação atinge seu valor máximo, ou seja, a razão cíclica de operação aproxima-se da unidade.

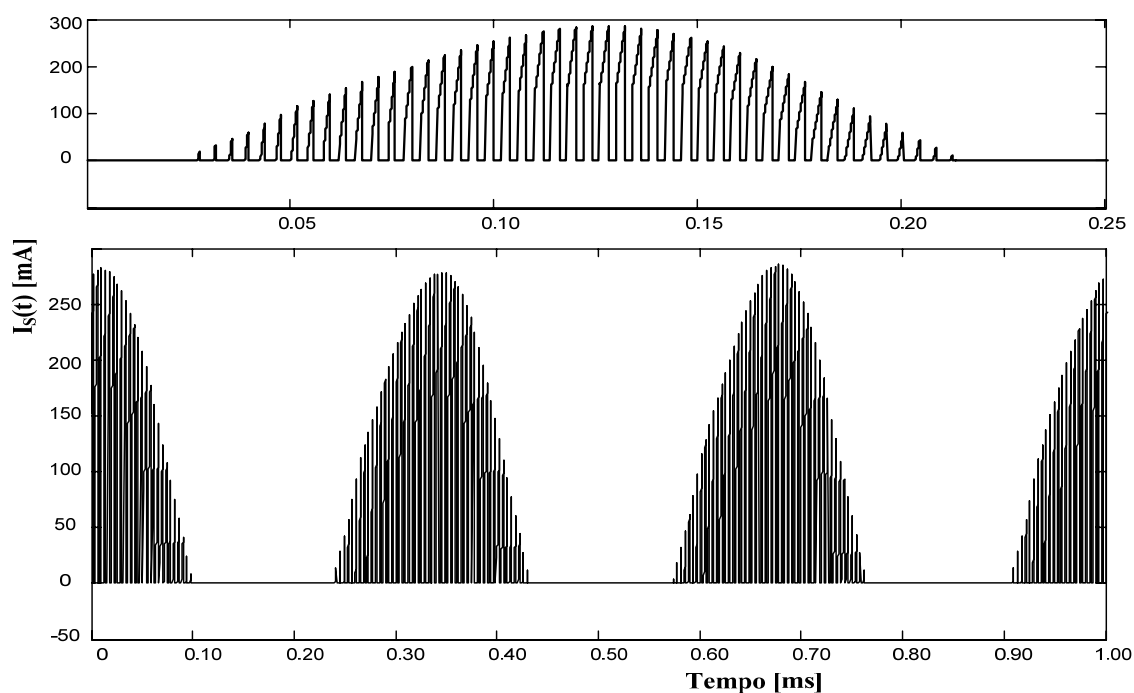


Fig. 4-32 — Forma de onda da corrente no interruptor controlado.

Tendo-se em vista que a frequência de operação do conversor “ f_s ” é superior à do sinal modulante supõe-se, para fins de dimensionamento, que as correntes pulsadas tendem a produzir uma fundamental cujos valores médios instantâneos correspondem à envoltória contínua, conforme a equação (4.21).

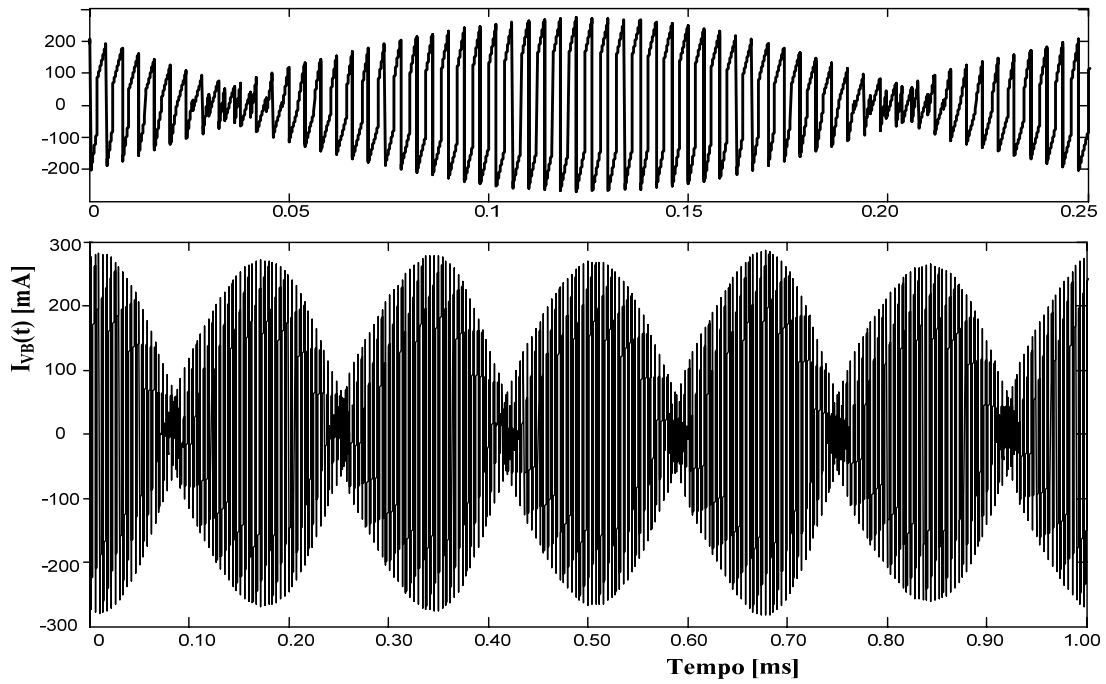


Fig. 4-34 — Corrente de entrada do conversor.

Modulação a Três Níveis — utilizando-se o modulador apresentado na Fig. 4-21, também foi realizada a simulação do conversor, Fig. 4-27-(a), operando com a modulação a três níveis. Os resultados ilustrados a seguir foram obtidos com o auxílio do software PSIM[®] V6.0, e são baseados na operação do conversor em malha aberta, operando com uma razão cíclica $\widetilde{d}(t) = 0,1\text{sen}(2\pi 3000t)$.

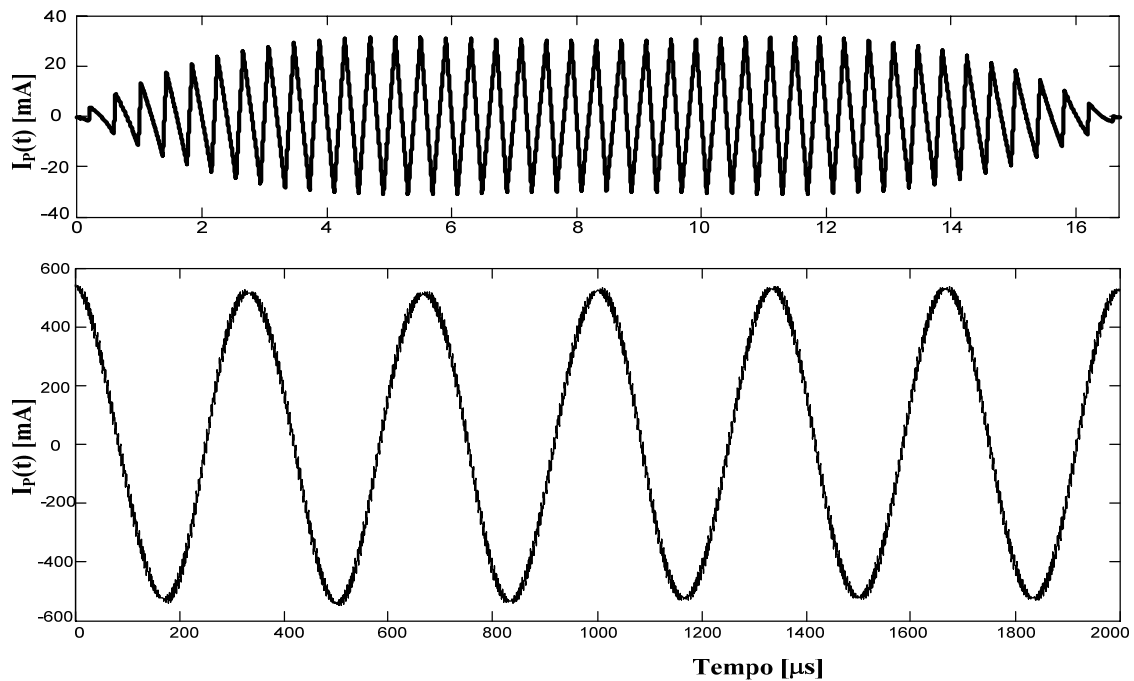


Fig. 4-35 — Corrente no atuador e detalhe da ondulação.

Mantendo-se o mesmo indutor de filtragem, para as duas modulações, observa-se que há a redução da ondulação relativa de corrente para $\Delta I_p/2$, tal qual o esperado.

Ao se extrair a componente de baixa frequência de $I_p(t)$, obtém-se a envoltória da ondulação de corrente, que se comporta conforme o previsto, Fig. 4-10-(b).

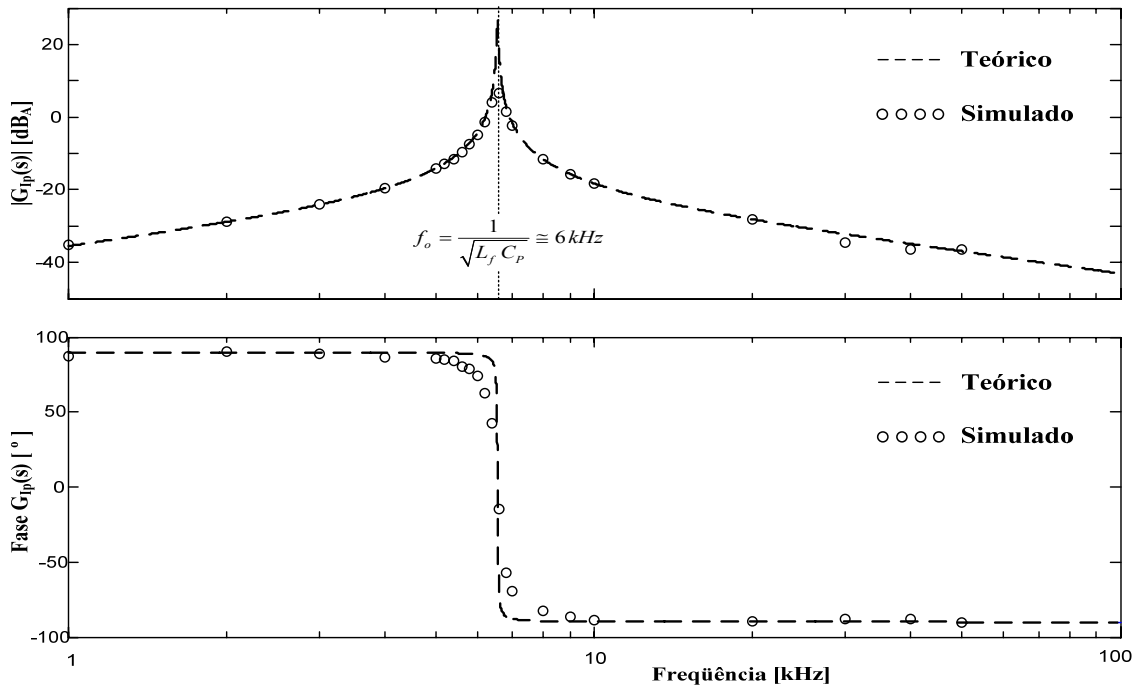


Fig. 4-36 — Comparação entre o resultado teórico e de simulação – PWM Três Níveis.

Para que se pudesse analisar teoricamente o modelo obtido por valores médios instantâneos, equação (5.8), foram efetuadas várias simulações, da estrutura operando com a modulação a três níveis, mantendo-se a amplitude de $\widetilde{d}(t)$ constante e variando-se sua frequência. Deste procedimento resultou a Fig. 4-36, que permite observar a boa representabilidade do modelo em relação à estrutura “idealizada”.

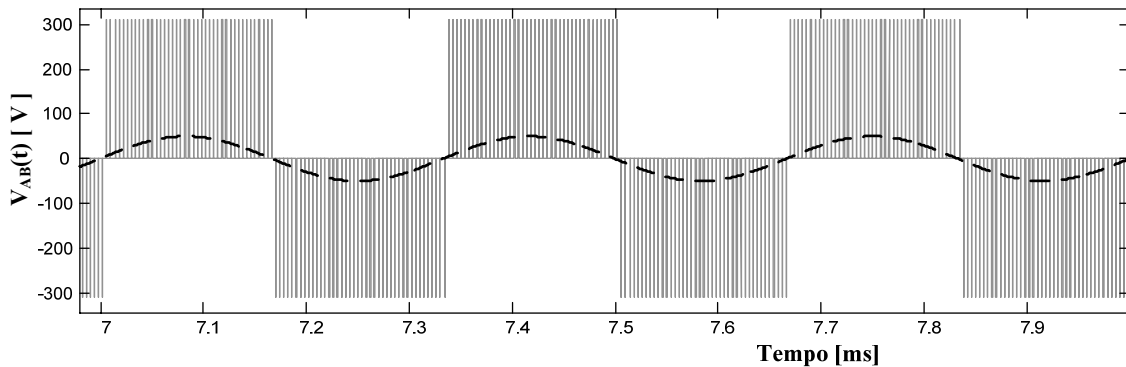


Fig. 4-37 — Tensão de saída do inversor e representação de sua fundamental.

Para se demonstrar o efeito da modulação está apresentada na Fig. 4-37 a tensão de saída do inversor, onde se observam os três níveis possíveis $+V_B$, zero e $-V_B$.

Para fins de dimensionamento dos interruptores, as mesmas considerações serão aplicadas quanto aos valores médios e eficazes da corrente. Sendo assim, as equações (4.21) e (4.22) são aplicadas como limites de “pior caso”, ou seja, máximos esforços de corrente.

Durante a seção 4.2.3 foram identificadas e analisadas algumas etapas de operação do conversor quando sujeito à modulação a três níveis. Em uma primeira avaliação poderia-se pensar que não há etapas de devolução de energia, assim como há na modulação a dois níveis.

É importante que se diga que a descrição efetuada refere-se ao setor onde $I_p(t)$ e $V_{AB}(t)$ são ambas positivas, o que, como pode ser visto na Fig. 4-38, está diretamente associado à carga alimentada. E que também com esta modulação há etapas de devolução de energia o que, como pode ser visto na Fig. 4-38, ocorre sempre que $I_p(t)$ e a fundamental de $V_{AB}(t)$ possuem polaridades opostas.

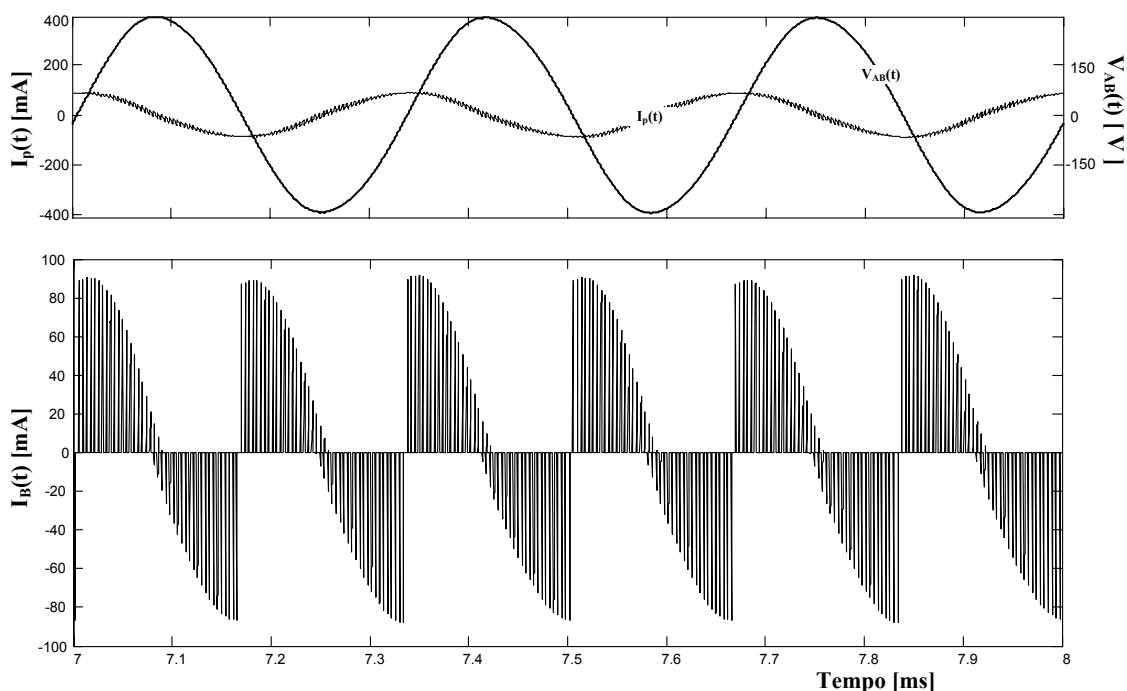


Fig. 4-38 — Corrente drenada do barramento CC.

Através das simulações do conversor, operando com as duas modulações, foi possível observar que, de forma idealizada, as tensões e correntes observadas comportam-se conforme o esperado.

4.3 Retificador — Primeiro Estágio

Através da análise efetuada na seção 4.2, verificou-se que o emprego de um primeiro estágio com características de fonte de tensão seria o mais adequado para o acionamento do inversor.

Dadas as características da fonte de alimentação, optou-se pelo uso de um retificador de tensão monofásico de onda completa [53][56], em função de sua robustez e simplicidade de construção. Seu circuito está ilustrado na Fig. 4-39.

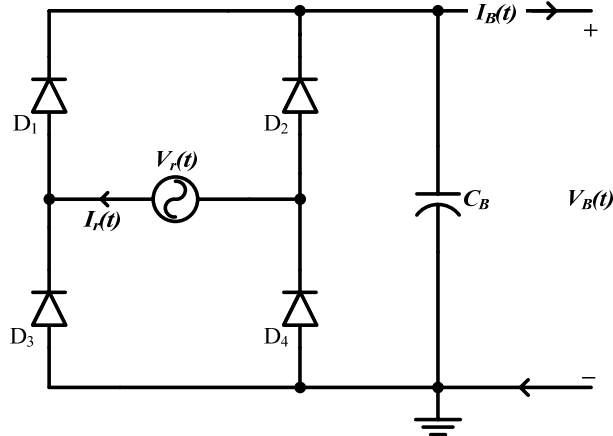


Fig. 4-39 — Estrutura do retificador de tensão.

A metodologia de projeto dos elementos do retificador, de forma geral [53][56][58][64], baseia-se na energia transferida para o capacitor do barramento C_B , através da qual se projeta o valor teórico deste capacitor para se manter o valor mínimo da tensão do barramento acima do valor desejado, (4.23).

$$C_B = \frac{P_o}{\eta \cdot f_r \cdot (V_{rpk}^2 - V_{Bmin}^2)} = \frac{100}{0,85 \cdot 60 \cdot (280^2 - 253^2)} \cong 137 \mu F \quad (4.23)$$

Onde, P_o é a potência ativa drenada, V_{rpk} é o valor de pico de $V_r(t)$ e V_{Bmin} o valor mínimo de $V_B(t)$.

Os diodos $D_{1,2,3,4}$ são projetados para suportar as correntes de pico drenadas pelo retificador, nos instantes de carga do capacitor C_B , que teoricamente são impulsivas, mas, na prática, são atenuadas em função das indutâncias existentes na fonte de alimentação [65], ou inseridas na linha como elementos de filtragem [53][58].

Na situação de carregamento abordada neste trabalho, no entanto, a característica capacitiva do atuador, mesmo quando acoplado, Fig. 3-12, faz com que a impedância da carga seja dominada pela parcela reativa.

Diz-se isto porque, os valores arbitrados para projeto dos elementos do retificador apresentados no Anexo D, visam à obtenção de um capacitor de filtragem capaz de suprir as perdas na estrutura, reduzindo-se assim a ondulação de 120Hz na tensão de barramento, dado que pelas equações (4.24)-(a) e (b) [61], as variações em $V_B(t)$ afetam a tensão de saída do inversor.

$$\begin{aligned} G_{vg2N}(s) &= \frac{V_p}{V_B}(s) = (2 \cdot D - 1) \left(\frac{\omega_o^2}{s^2 + \omega_o^2} \right) \rightarrow \text{dois níveis} & (a) \\ G_{vg3N}(s) &= \frac{V_p}{V_B}(s) = D \left(\frac{\omega_o^2}{s^2 + \omega_o^2} \right) \rightarrow \text{três níveis} & (b) \end{aligned} \quad (4.24)$$

Além disto, procurou-se escolher valores que proporcionassem a circulação de uma corrente eficaz em C_B igual à máxima drenada pelo inversor (4.18), para que se atendam as verificações efetuadas, através dos resultados de simulação, devido às etapas de devolução de energia para o barramento.

4.3.1 Resultados de Simulação

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação do retificador monofásico, alimentando uma carga resistiva pura, Anexo-D. Emprega-se o teste com este tipo de carga, para se verificar o comportamento em baixa frequência do retificador.

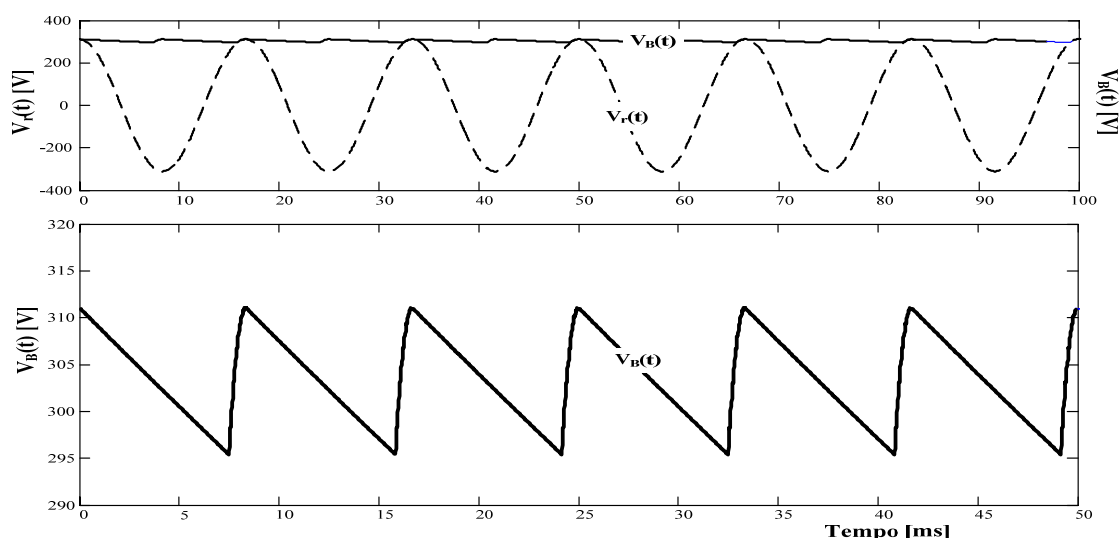


Fig. 4-40 — Tensão de saída e detalhe de sua ondulação em baixa frequência.

Observa-se que para uma carga fictícia, projetada para simular o carregamento máximo do retificador, o capacitor de filtragem foi capaz de manter a ondulação da tensão de saída dentro do limite projetado de 15 Volts, ou seja, aproximadamente cinco por cento.

4.4 Resultados Experimentais

Conhecidos os elementos de potência do conversor, foi confeccionado um protótipo, para o levantamento experimental dos resultados teóricos apresentados nas seções deste capítulo. Os diagramas elétricos dos circuitos de potência e dos circuitos auxiliares, estão contidos no Anexo F.

Iniciando-se a apresentação dos resultados pelas formas de onda da modulação a dois níveis, tem-se na Fig. 4-41 a tensão entre os pontos médios dos braços do inversor, e a corrente que circula pelo atuador.

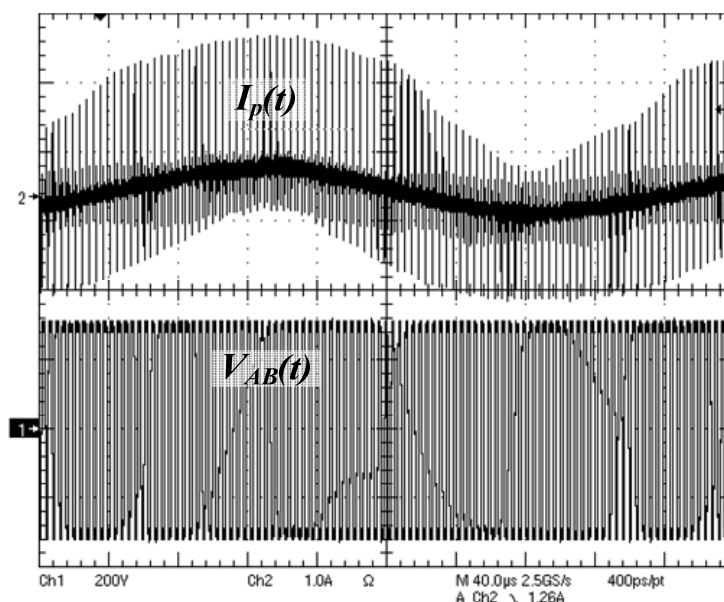


Fig. 4-41 — Tensão $V_{AB}(t)$ e corrente $I_p(t)$.

Verifica-se que ao invés da ondulação de 150 mA, projetada para esta modulação, têm-se picos de corrente que, sob a tensão de alimentação nominal, alcançam 2.5 A, ou seja, são mais de 150 % superiores ao projetado. Observa-se, na área central da Fig. 4-41, que a fundamental de $I_p(t)$ evolui normalmente, logo, estes impulsos parecem não ocorrer devido ao fenômeno da saturação do núcleo, além disto estão presentes a cada comutação dos interruptores.

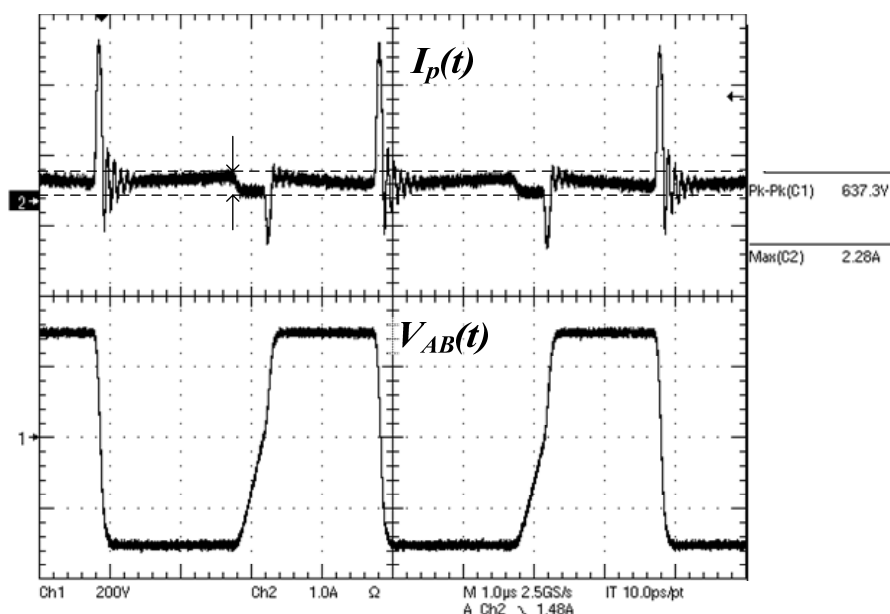


Fig. 4-42 — Detalhe de $I_p(t)$ e $V_{AB}(t)$ durante a comutação.

Uma visão mais detalhada durante o intervalo de comutação, Fig. 4-42, permite observar a ondulação em rampa durante os patamares de $V_{AB}(t)$ como o previsto. Também é possível constatar-se que durante as derivadas de tensão, correspondentes às etapas onde a capacitância intrínseca do MOSFET é descarregada instantaneamente, a

corrente no *indutor* sofre um pico. Atribui-se este fenômeno, as capacitâncias parasitas de L_f , que devido à elevada frequência de operação e a forma de confecção do elemento magnético, introduzem no conversor esta distorção expressiva da corrente.

Além de causarem a evidente elevação das perdas, por comutação nos interruptores e devido a $tg\delta$ no atuador, este “envelope” que contém a frequência da fundamental, pode também, conter seus harmônicos como observado na Fig. 4-43. Frequências estas, que podem excitar modos de vibração indesejados, na viga.

Assim, se durante a etapa de “malha fechada” observarem-se distorções que afetem o comportamento dos compensadores pode-se, por exemplo, alterar a forma de bobinamento do magnético, ou mesmo reduzir-se o valor da indutância, na tentativa de se eliminar o efeito das capacitâncias parasitas.

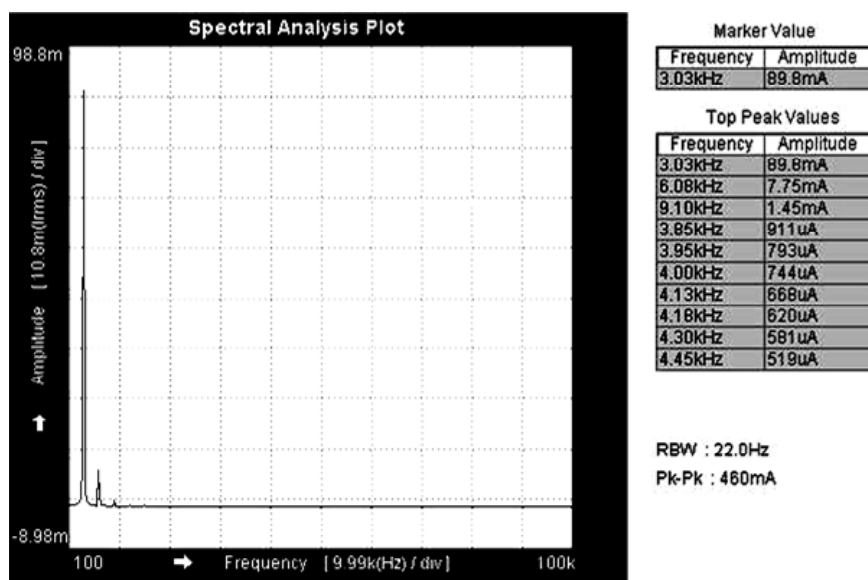


Fig. 4-43 — Análise espectral da corrente $I_p(t)$ – geração de harmônicos da fundamental.

Para ilustrar-se a existência das fundamentais nos sinais de corrente e de tensão do atuador, estão ilustrados na Fig. 4-44, as formas de onda real e filtrada, destas variáveis medidas no circuito.

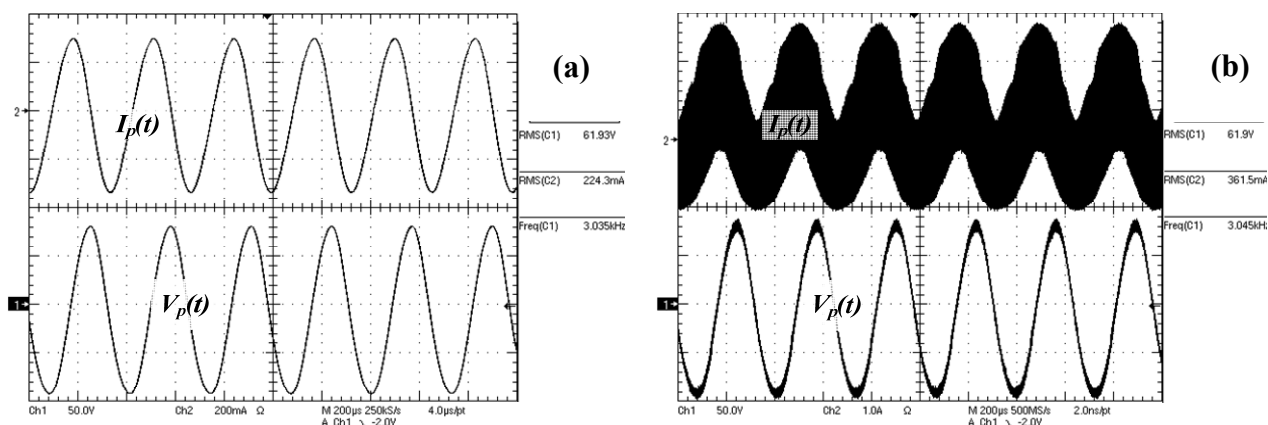


Fig. 4-44 — Tensão e corrente no atuador: (a) fundamental; (b) fundamental+alta frequência.

Observa-se na corrente $I_p(t)$, o conhecido “envelope” devido aos picos de corrente no indutor, já a tensão $V_p(t)$ não evidencia a ondulação em alta frequência, sendo muito próxima da ideal. Isto devido à filtragem capacitiva proporcionada pela capacitância intrínseca do atuador.

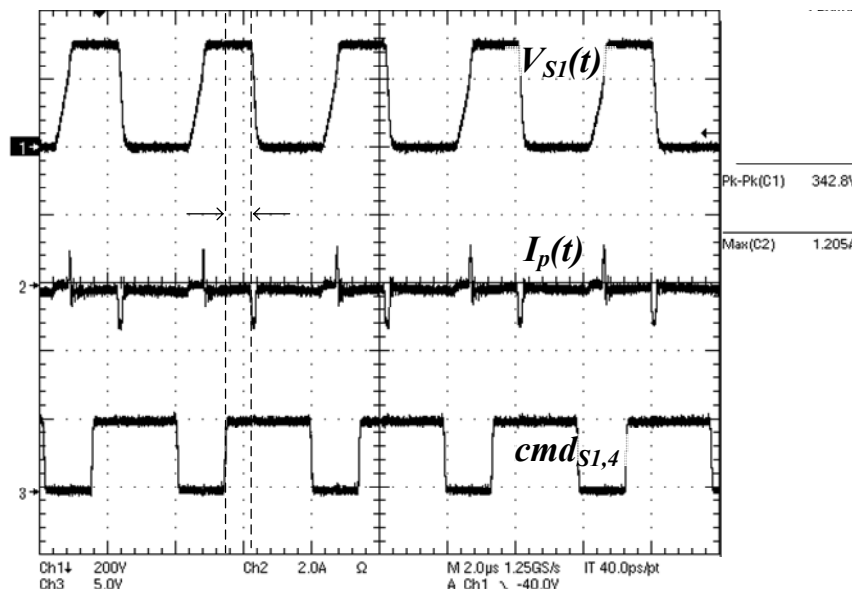


Fig. 4-45 — Atraso no acionamento dos interruptores.

Devido aos circuitos empregados para o acionamento dos interruptores, Anexo F, observa-se um pequeno atraso entre o pulso de comando $cmd_{S1,4}$ e a entrada em condução dos interruptores, um exemplo deste fenômeno é apresentado por $V_{S1}(t)$, na Fig. 4-45.

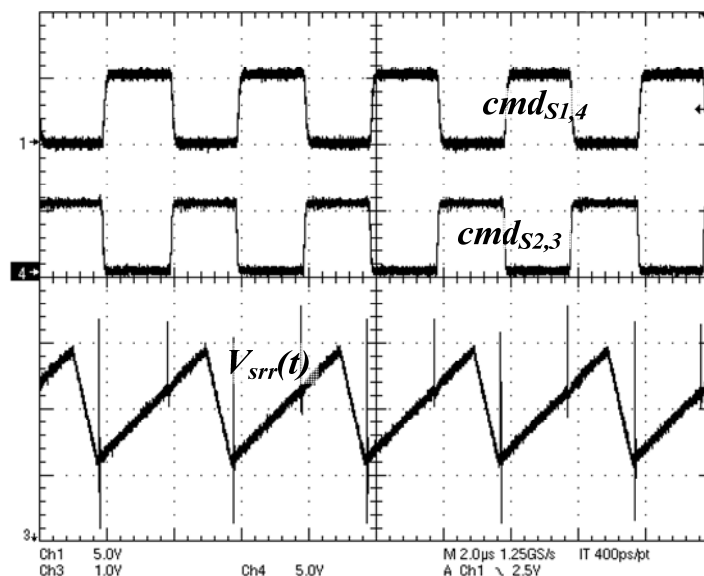


Fig. 4-46 — Geração dos pulsos de comando.

Para se demonstrar a correta produção dos pulsos de comando dos interruptores, na Fig. 4-46, estão apresentados o sinal modulado $V_{srr}(t)$, e os respectivos pulsos de comando produzidos pelo modulador UC3525®.

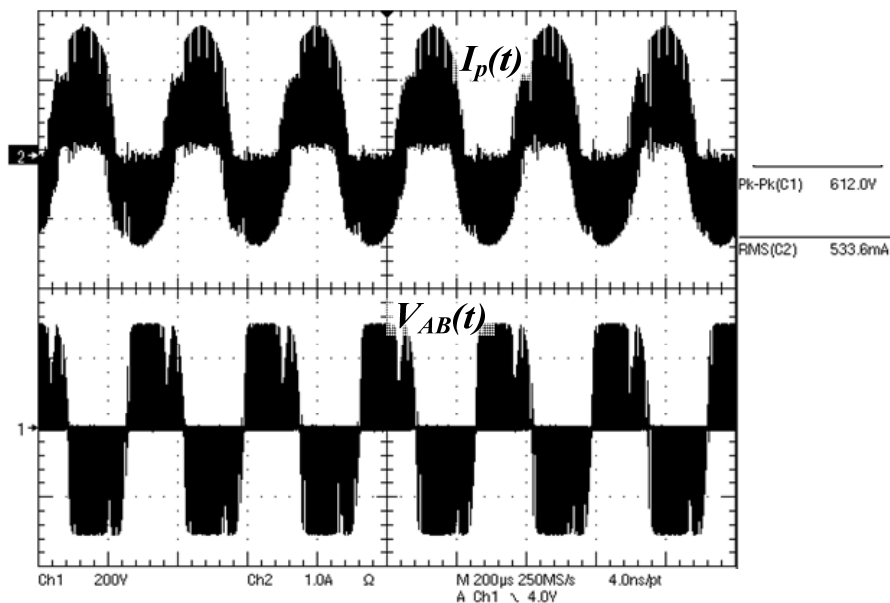


Fig. 4-47 — Tensão de saída do inversor e corrente no atuador.

Assim como na modulação a dois níveis, constata-se que as não-idealidades do filtro de corrente, o indutor L_f , ocasiona o aparecimento dos impulsos de corrente durante a comutação dos interruptores, Fig. 4-47.

Observa-se, na Fig. 4-48, uma redução expressiva nas amplitudes destes impulsos de corrente, isto porque, na modulação a três níveis a tensão $V_{AB}(t)$ sofre variações de apenas V_B a cada comutação, ao invés dos $2V_B$ da modulação a dois níveis.

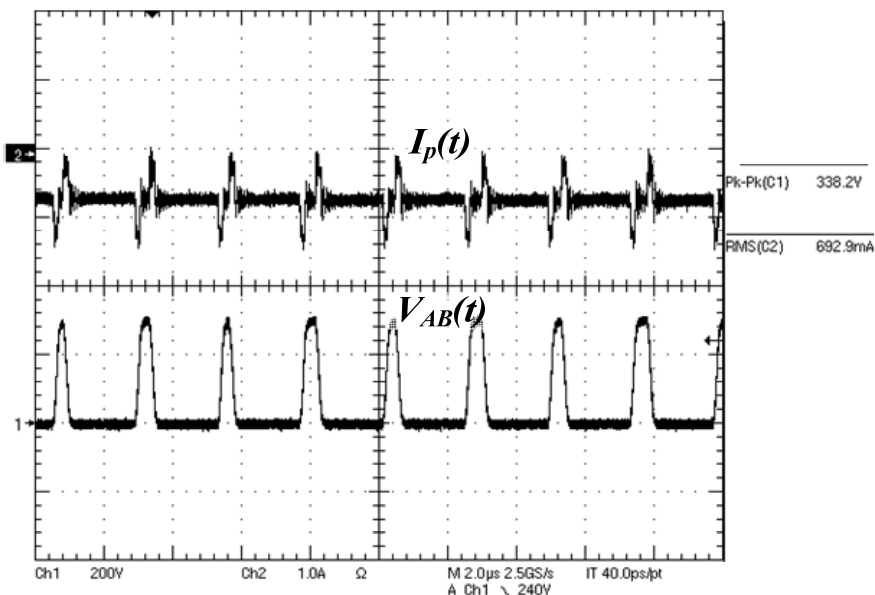


Fig. 4-48 — Redução na amplitude dos picos na corrente do atuador $I_p(t)$.

Esta redução do conteúdo harmônico da corrente no atuador, devido à alteração da estratégia de modulação, fica evidenciada ao observar-se a análise espectral de $I_p(t)$, Fig. 4-49. Com a redução das amplitudes dos impulsos de corrente, reduzem-se também

os esforços dos interruptores do inversor e por consequência as perdas, de condução e comutação da estrutura.

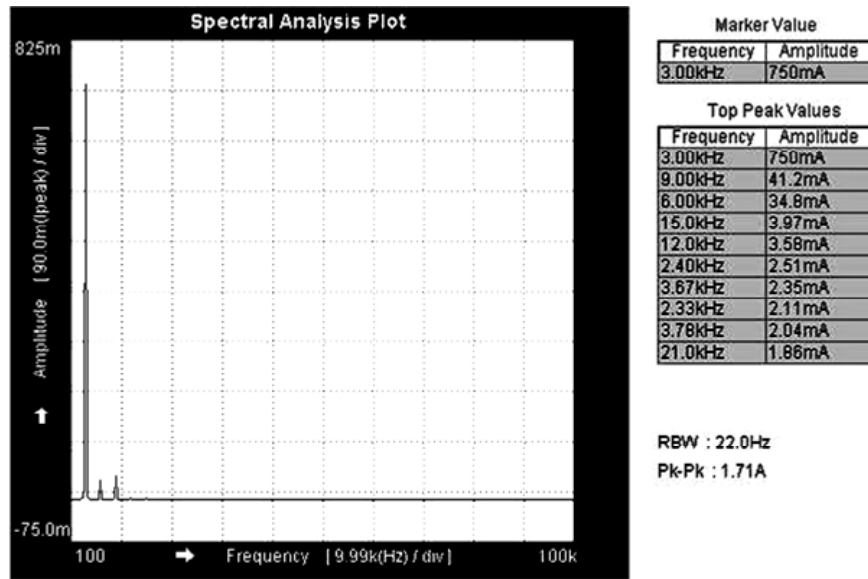


Fig. 4-49 — Análise espectral a corrente no atuador.

Removendo-se o conteúdo de alta frequência, dos sinais de corrente e de tensão no atuador, observam-se de forma evidente as fundamentais. Verifica-se com isto que, em relação à modulação a dois níveis, as diferenças entre os valores eficazes das correntes que era expressiva, agora, é inferior a 5%.

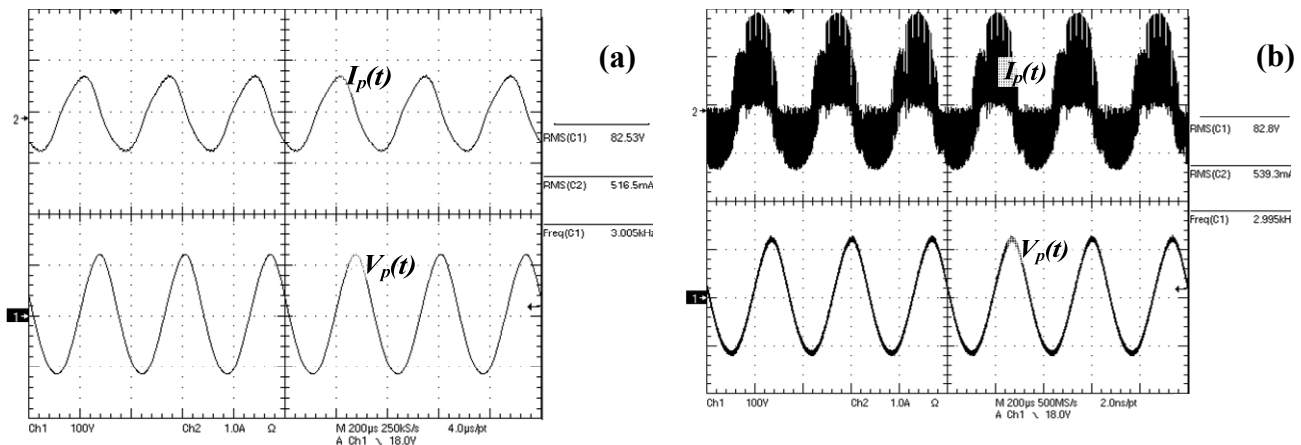


Fig. 4-50 — Tensão e corrente no atuador: (a) Fundamental; (b) Fundamental+Alta frequência.

As distorções observadas em $I_p(t)$ e $V_p(t)$, devem-se em parte as características não lineares do PZT [30] [49], mas também devido à “perda” de pulsos na tensão $V_{AB}(t)$, evidente na Fig. 4-47. Isto é ocasionado, em parte, em função das diferenças dos atrasos introduzidos nos pulsos de comando dos interruptores, Fig. 4-51. Isto ocorre porque na modulação a três níveis $V_{AB}(t)$ é produzida pela combinação dos dois grupos de pulsos, $cmd_{S1,S3}$ e $cmd_{S2,S4}$.

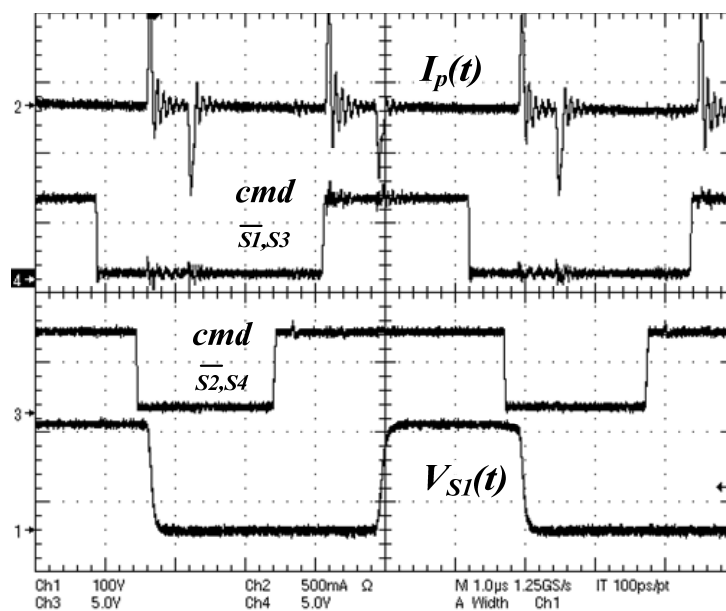


Fig. 4-51 — Defasagem entre os pulsos de comando de acionamento dos interruptores.

Efetuada-se a análise espectral da tensão $V_{AB}(t)$, Fig. 4-52, verifica-se o observado nas fundamentais da corrente e da tensão do atuador, ou seja, a presença de componentes harmônicas da fundamental.

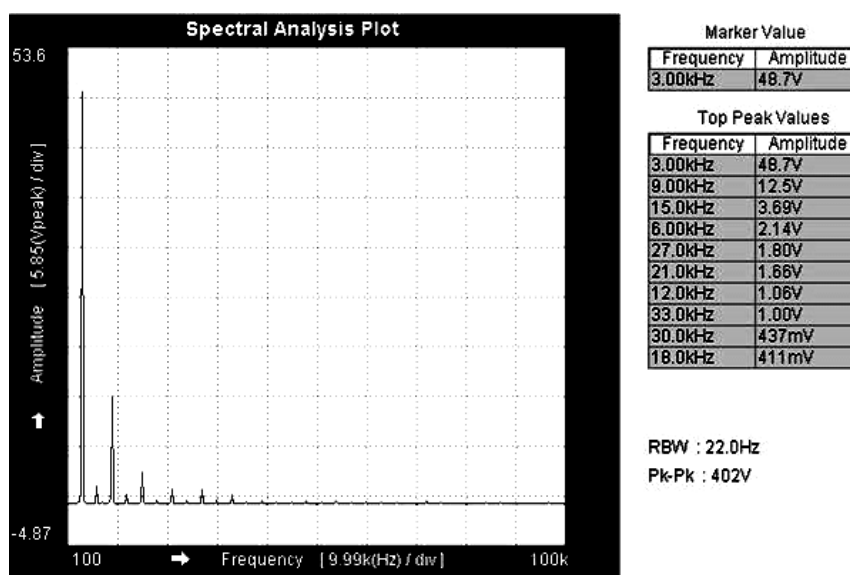


Fig. 4-52 — Análise espectral a tensão $V_{AB}(t)$.

4.5 Conclusões

Através da análise da operação em malha aberta do conversor, mostrou-se que idealmente é passível de se acionar o atuador piezelétrico, introduzindo-se no circuito apenas um elemento passivo, em série com o PZT, impossibilitando a criação de caminhos paralelos, que no caso da alimentação em tensão causaria a elevação da potência circulante dentro da estrutura, pois como foi visto, o ramo de filtragem também serve de caminho para componentes de correntes com frequências dentro da banda passante desejada.

Observou-se, durante a etapa de implementação, que devido às imperfeições nos elementos reais do conversor fenômenos não observados na análise idealizada afetaram a resposta esperada.

Por exemplo, as não-idealidades do indutor de filtragem levaram a circulação de correntes impulsivas pelo ramo A–B, ou seja, descontinuidades na corrente do indutor. Devido a este “envelope” de corrente, surgiram componentes de frequência $I_p(t)$ indesejadas, mesmo quando se operava com correntes nominais da ordem de dezenas de [mA]. Este efeito sendo observado nesta situação com certeza também afetará o comportamento do circuito em malha fechada, pois nenhum dos modelos projetados é capaz de representar este tipo de perturbação.

Este fenômeno manifestou-se de forma tão intensa, durante os testes em malha aberta do conversor operando com a modulação a dois níveis, que o valor eficaz alcançado pela corrente $I_p(t)$ foi capaz de destruir os eletrodos de alimentação de dois atuadores modelo QP16n®. Como consequência disto, optou-se pelo não uso deste tipo de modulação durante os testes em malha fechada do conversor, abordados no próximo capítulo.

Nada foi dito durante a apresentação dos resultados experimentais, mas, apesar de ainda se apresentarem elevados, os picos de corrente apresentados são o melhor resultado obtido como fruto de diversas alterações na forma de bobinamento de L_f .

Uma outra implicação da existência de impulsos em $I_p(t)$, é a necessidade de utilizarem-se circuitos para a sua medição que sejam pouco afetados, evitando-se assim que uma “imagem” destes impulsos seja levada para dentro dos laços de controle, causando múltiplos cruzamentos entre a tensão de controle e os sinais modulados.

Capítulo 5

MODELAGEM E CONTROLE

A análise efetuada nas seções anteriores, permitiu a obtenção de modelos representativos do comportamento do *atuador piezelétrico*, quer ele esteja acoplado a uma estrutura base, quer não.

No entanto, estas mesmas representações demonstraram como a característica desta resposta é fortemente não-linear, em especial no entorno dos modos de vibração da viga. Assim, é necessário que se avalie e obtenham modelos para se descrever o comportamento do sistema frente à variável de controle, que neste caso será a razão cíclica, e as variáveis controladas, que serão a corrente e a tensão no atuador.

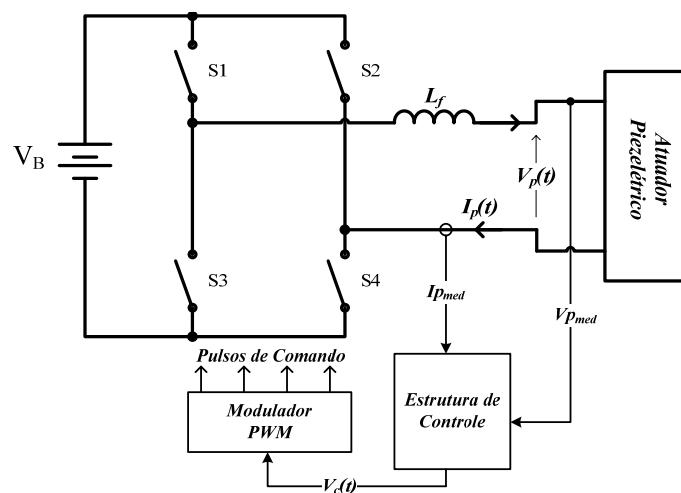


Fig. 5-1 – Diagrama simplificado da estrutura de controle.

Então, neste capítulo serão apresentados os modelos, por valores médios instantâneos [61], para o inversor monofásico de tensão apresentado acima. Apresentam-se também os fatores que determinam a escolha dos compensadores considerados mais adequados para a *estrutura de controle*, e a obtenção de seus parâmetros reais para a implementação prática.

5.1 Estrutura de Controle

Conhecendo-se a topologia a ser empregada e as modulações, tem-se agora que levantar um modelo matemático capaz de representar o comportamento dinâmico do conversor, isto, para que se possam determinar as estruturas de controle da corrente e da tensão no atuador piezelétrico.

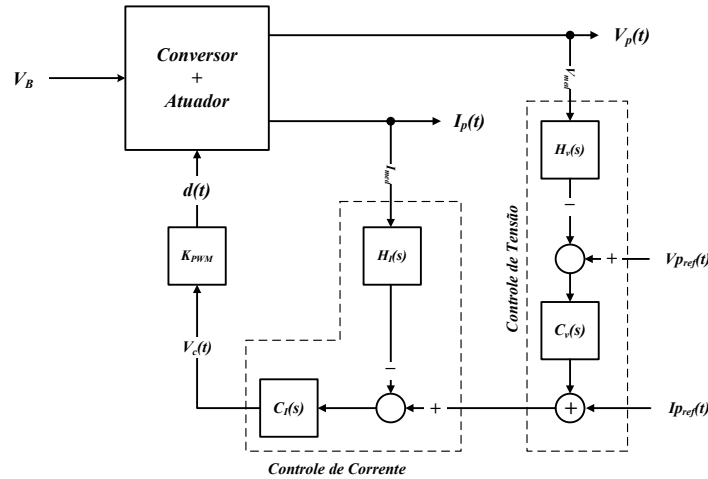


Fig. 5-2 — Representação do circuito em diagrama de blocos.

Por questões de familiaridade do autor, e devido a relativa simplicidade de construção, a técnica de controle escolhida é a do tipo realimentada ou por *feedback*[66][67], onde as variáveis controladas são monitoradas e “comparadas” com o sinal de referência desejado, sendo o erro resultante deste processo sujeito a lei de controle arbitrada. Empregando-se esta técnica, foi construído um diagrama equivalente em blocos da estrutura de potência, ilustrado na Fig. 5-2. Neste diagrama podem-se identificar os seguintes elementos:

- **Conversor + Atuador** → denominado de planta, tem como entradas a tensão de barramento V_B e a razão cíclica $d(t)$;
- K_{PWM} → ganho do modulador PWM, dado por $d(t) = K_{PWM} \cdot V_{cont}(t)$;
- $H_I(s)$ → sensor de corrente, dado por $H_I(s) = \frac{I_{Pmed}(s)}{I_P}$;
- $H_v(s)$ → sensor de tensão, dado por $H_v(s) = \frac{V_{Pmed}(s)}{V_P}$;
- $C_I(s)$ → Compensador de erro de corrente, empregado para prover o “seguimento” do sinal medido $I_{Pmed}(t)$, pelo sinal de referência $I_{Pref}(t)$ tal que $V_{contI}(s) = C_I(s) \cdot [I_{Pref}(s) - I_{Pmed}(s)]$;

- $C_v(s) \rightarrow$ Compensador de erro de tensão, possui a mesma função que $C_I(s)$, porém, aplicado à $V_p(t)$, e é representado por —

$$V_{contV}(s) = C_v(s) \cdot [V_{pref}(s) - V_{pmed}(s)].$$

Será descrito mais adiante no texto, mas vale mencionar aqui, que a malha de tensão está aplicada nesta configuração para se eliminar o valor médio da tensão de saída, sendo assim sua tensão de referência é nula.

5.2 Modelagem do Inversor

De posse da estrutura de controle, tem-se então que identificar os blocos que constituem as malhas. Para se modelar o comportamento do conversor, como já foi dito, será utilizada a abordagem por valores médios instantâneos [61]. Supõe-se, para tal, que as variáveis sob análise possuem valores médios, por ex. (5.1), que evoluem lentamente quando comparadas com o período de comutação, tal qual o ilustrado na Fig. 5-3.

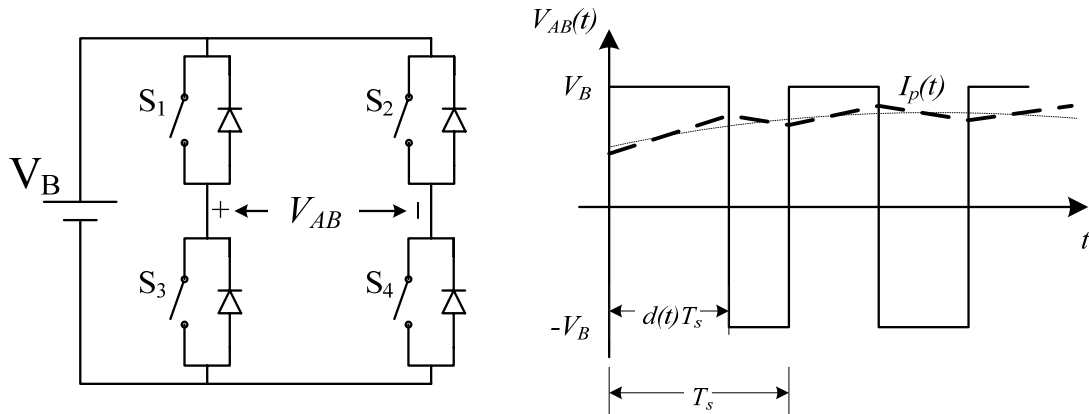


Fig. 5-3 — Obtenção do valor médio instantâneo de $V_{AB}(t)$ – Mod. Dois Níveis.

Dado que se deseja controlar a corrente que circula pelo ramo $A-B$ (Fig. 4-16), através do controle de $V_{AB}(t)$, escolhendo-se a frequência de comutação adequada (Fig. 4-13), pode-se aproximar esta tensão por seu valor médio instantâneo.

Para o caso da forma de tensão, ilustrada na Fig. 5-3, referente a modulação a dois níveis, o valor médio instantâneo de $V_{AB}(t)$ pode ser descrito pela equação (5.1).

$$\langle V_{AB}(t) \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{AB}(t) dt = [2 \cdot d(t) - 1] \cdot V_B \quad (5.1)$$

$\langle V_{AB}(t) \rangle \rightarrow$ valor médio instantâneo

Assim, tomando-se um ponto de operação qualquer da estrutura, tal que a razão cíclica possa ser descrita na forma $d(t) = D + \widetilde{d}(t)$, com $\widetilde{d}(t)$ representando a parcela variável no tempo de $d(t)$, resolvendo-se (5.1) pode-se chegar a (5.2).

$$\langle V_{AB}(t) \rangle = \left[2 \cdot (D + \widetilde{d(t)}) - 1 \right] \cdot V_B = \underbrace{(2 \cdot D - 1) \cdot V_B}_{CC} + \underbrace{2 \cdot \widetilde{d(t)} \cdot V_B}_{CA} \quad (5.2)$$

Tomando-se apenas a parcela variável de (5.2), pode-se então representar o comportamento do valor médio instantâneo, de grandes sinais [51], da tensão de saída do inversor, por uma fonte de tensão controlada, como o ilustrado na Fig. 5-4.

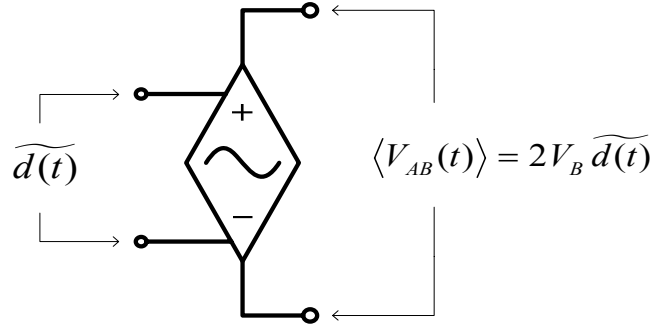


Fig. 5-4 — Representação do comportamento equivalente do inversor.

Esta representação é útil, pois permite que se obtenha de forma simples o modelo aproximado por valores médios instantâneos, da corrente e da tensão de saída do inversor, isto através da análise do circuito elétrico equivalente resultante do acoplamento aos seus terminais, do filtro indutivo (L_f) e do modelo equivalente do atuador piezelétrico operando abaixo da sua 1ª frequência de ressonância (C_p).

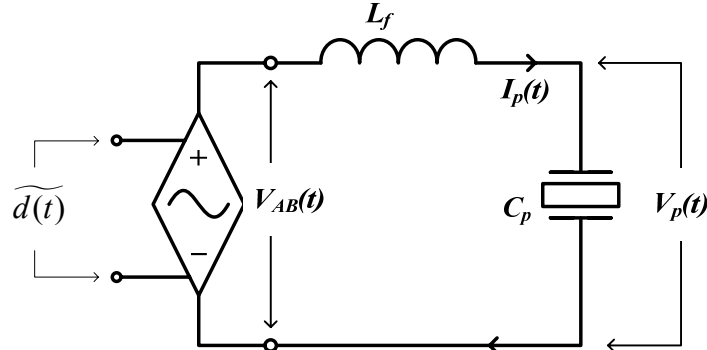


Fig. 5-5 — Circuito elétrico equivalente para obtenção do modelo.

Efetuada-se o somatório das quedas de tensão ao longo da malha formada, no circuito da Fig. 5-5, obtém-se a equação (5.3). Abandona-se o uso do operador $\langle \rangle$ apenas para simplificar a notação, no entanto, opera-se ainda com os valores médios instantâneos das grandezas.

$$V_{AB}(t) = V_L(t) + V_p(t) \quad (5.3)$$

Onde as tensões nos elementos podem ser descritas por: $V_L(t) = L_f \frac{d}{dt} I_p(t)$,

$$V_{AB}(t) = 2V_B \widetilde{d(t)} \text{ e } V_p(t) = V_p(0) + \frac{1}{C_p} \int I_p(t) dt \therefore V_p(0) \rightarrow \text{condição inicial da tensão}$$

do atuador, suposta nula para esta análise. Substituindo-se estas relações em (5.3) e efetuando-se a transformada de Laplace [32] do resultado chega-se a (5.4).

$$G_{I_p}(s) = \frac{I_p}{\widetilde{D}}(s) = \frac{2V_B}{L_f} \left(\frac{s}{s^2 + \omega_o^2} \right) \therefore \omega_o = 1/\sqrt{L_f C_p} \quad (5.4)$$

De forma análoga, pode-se também obter a função de transferência que relaciona a tensão de saída $V_p(s)$ com a variável de controle $\widetilde{D}(s)$, segundo a equação (5.5).

$$V_p(s) = \frac{1}{sC_p} I_p(s) = 2V_B \left(\frac{\omega_o^2}{s^2 + \omega_o^2} \right) \widetilde{D}(s) \therefore \widetilde{D}(s) = \mathcal{L}\{\widetilde{d}(t)\} \quad (5.5)$$

As equações (5.4) e (5.5) representam o comportamento do circuito idealizado. No entanto, ao se considerarem as resistências série existentes no circuito, por exemplo, as de perdas do atuador (R_p) e do indutor (R_L), ou a resistência pertencente ao sensor de corrente (R_{SH}), estas assumem as formas apresentadas em (5.6) (a) e (b) respectivamente.

$$G_{I_p}(s) = \frac{I_p}{\widetilde{D}}(s) = \frac{2V_B}{L_f} \left(\frac{s}{s^2 + \tau s + \omega_o^2} \right) \quad (a) \quad (5.6)$$

$$G_{V_p}(s) = \frac{V_p}{\widetilde{D}}(s) = 2V_B \left(\frac{\omega_o^2}{s^2 + \tau s + \omega_o^2} \right) \therefore \tau = R_s/L_f \quad (b)$$

Onde, R_s representa a resistência série equivalente do circuito.

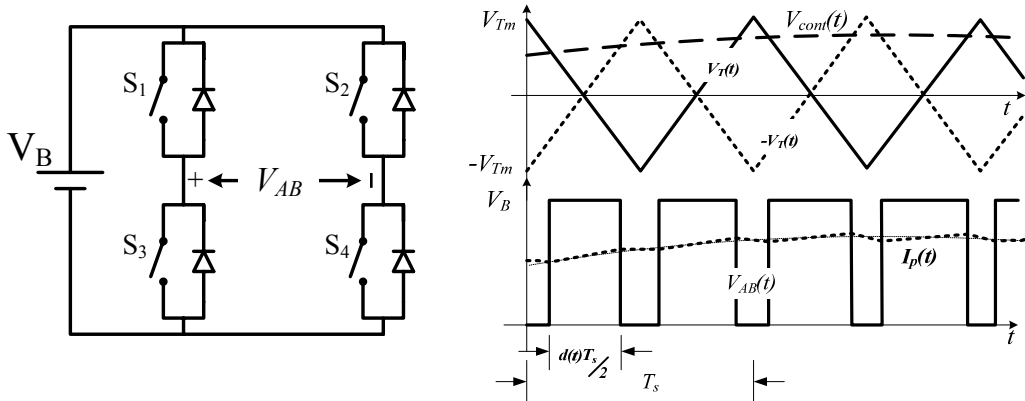


Fig. 5-6 — Detalhe da tensão $V_{AB}(t)$ na modulação a três níveis.

Com o emprego da modulação a três níveis, a tensão $V_{AB}(t)$ sofre alterações, Fig. 5-6. Assim seu valor médio instantâneo passa a ser dado por (5.7).

$$\langle V_{AB}(t) \rangle = \frac{1}{T_s/2} \int_0^{T_s/2} V_{AB}(t) dt = d(t) \cdot V_B \quad (5.7)$$

Assim, como pode ser observado na Fig. 5-6, redefine-se a variável de controle $d(t)$ durante o intervalo $T_s/2$ [51] e, com isto se pode obter as funções, (5.8)-(a) e (5.8)-(b) que descrevem o comportamento da corrente e da tensão na modulação a três níveis.

$$G_{I_p}(s) = \frac{I_p}{D}(s) = \frac{V_B}{L_f} \left(\frac{s}{s^2 + \tau s + \omega_o^2} \right) \quad (a) \quad (5.8)$$

$$G_{V_p}(s) = \frac{V_p}{D}(s) = V_B \left(\frac{\omega_o^2}{s^2 + \tau s + \omega_o^2} \right) \therefore \tau = R_s / L_f \quad (b)$$

Observa-se que, quando se emprega a modulação a três níveis a diferença que surge entre os modelos por valores médios é apenas do fator dois.

5.3 Ganho do Modulador PWM

Deve-se atentar para o fato de que $d(t)$ não é uma grandeza física no circuito, que para este conversor representa apenas a parcela do período de comutação onde se deseja transferir energia para a carga.

Esta variável é sintetizada no circuito através do modulador PWM, responsável pela produção dos pulsos de acionamento dos interruptores, Fig. 5-7. Pulsos estes que são gerados da comparação entre a tensão de controle produzida pelos compensadores e o sinal modulado, que pode ser triangular ou dente de serra [55].

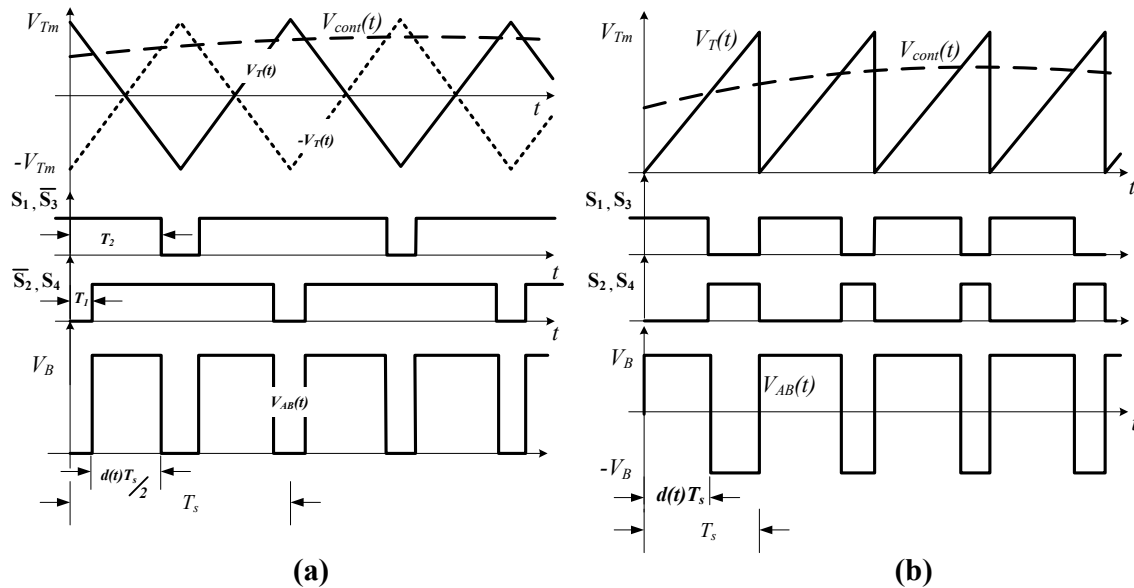


Fig. 5-7 — Produção dos pulsos de comando: (a)Três níveis; (b) Dois níveis.

Na modulação a dois níveis, Fig. 5-7 (b), observa-se que a largura do pulso em $V_{AB}(t)$ é obtida diretamente da comparação entre $V_T(t)$ e $V_{cont}(t)$. Assim tomando-se um período de $V_T(t)$ onde $V_T(t) = \frac{t}{T_s} \cdot V_T$, dado que $d(t) \triangleq \frac{t}{T_s}$ o ganho do modulador nesta situação é o dado por (5.9).

$$d(t) = \frac{1}{V_T} \cdot V_{cont}(t) \quad \therefore \quad K_{PWM} = \frac{1}{V_T} \quad (5.9)$$

Analisando-se o modo de operação da estrutura do modulador a três níveis, observa-se um fenômeno interessante, que é a duplicação da frequência dos pulsos de $V_{AB}(t)$ em relação à de comutação dos interruptores. Com isto, o pulso que é produzido no intervalo $0 < t < \frac{T_s}{2}$, é oriundo da diferença entre os pulsos reais de comando dos interruptores e não pela comparação direta como no modulador anterior.

Em função disto, para se determinar a largura do pulso resultante podem-se analisar as formas de onda de $V_T(t)$ e $-V_T(t)$, de onde se extrai que as suas evoluções são dadas por e (5.10) (a) e (b), respectivamente.

$$\begin{aligned} V_T^+(t) &= -\frac{2 \cdot t}{\frac{T_s}{2}} \cdot V_T + V_T & (a) \\ V_T^-(t) &= \frac{2 \cdot t}{\frac{T_s}{2}} \cdot V_T - V_T & (b) \end{aligned} \quad (5.10)$$

Fazendo-se $V_T^+(T_1) = V_{cont}(t)$ e $V_T^-(T_2) = V_{cont}(t)$ e, definindo-se que neste modulador $d(t) \triangleq \frac{T_2 - T_1}{\frac{T_s}{2}}$, obtém-se a equação (5.11).

$$d(t) = \frac{1}{V_T} \cdot V_{cont}(t) \quad \therefore \quad K_{PWM} = \frac{1}{V_T} \quad \text{ou} \quad K_{PWM} = \frac{2}{V_{Tpk}} \quad (5.11)$$

$V_{Tpk} \rightarrow \text{Tensão pico - pico do sinal modulado}$

5.4 Compensadores

O emprego da estratégia de controle por realimentação, permite que se introduzam compensadores no sistema, capazes de, se corretamente projetados, prover o seguimento do sinal de referência pelo sinal controlado.

5.4.1 Compensador de Erro de Corrente

Como pôde ser observado nos resultados da análise modal do sistema, seção 4.4, e pelas suposições inicialmente efetuadas, são os modos de vibração da viga que dominam sua resposta temporal, ou seja, quando excitada esta oscila segundo uma onda periódica sinusoidal, amortecida ou não, ou como uma combinação destas. Isto fica evidenciado, por exemplo, através da equação (5.12) que é extraída da resposta impulsiva a aplicação de uma força pontual, (3.44).

$$v(\bar{x}_1, t) = \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{2}{\rho_b A_b} \right) \cdot \left[\frac{\varphi_j(\bar{x}_1^f)}{\omega_i} \cdot \varphi_i(\bar{x}_1) \right] \text{sen}(\omega_i \cdot t) \quad (5.12)$$

Assim, o sinal medido pelo acelerômetro ou pelo sensor de deformação, também possuirá uma componente oscilatória, e sinusoidal por extensão. Dado que este sinal é injetado como referência do compensador de corrente, este deve ser capaz, para que não haja distorções no sinal de saída, de prover em regime o seguimento de sinais sinusoidais.

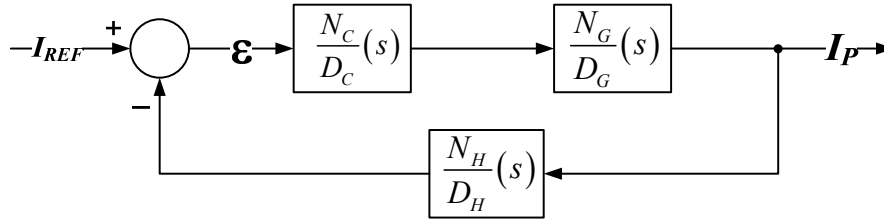


Fig. 5-8 — Diagrama de blocos para análise do erro em regime.

Em um sistema realimentado como, por exemplo, o ilustrado na Fig. 5-8, tem-se que o erro entre os sinais medido e de referência é dado por (5.13).

$$\varepsilon(s) = \frac{D_H D_C D_G}{D_H D_C D_G + N_H N_C N_G} \cdot I_{ref}(s) \quad (5.13)$$

Assim, para que $\varepsilon(s)$ tenda a um valor estacionário em regime, o compensador deve ser projetado para que a igualdade demonstrada em (5.14), que é a aplicação do teorema de valor final [66][67], seja levada a esta constante, que pode inclusive ser igual a zero.

$$\varepsilon(0) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \varepsilon(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{D_H D_C D_G}{D_H D_C D_G + N_H N_C N_G} \cdot I_{ref}(s) \quad (5.14)$$

Para a malha de controle proposta, neste trabalho, tem-se que $H(s)$ pode ser considerado um ganho igual à K_{med} . Com isto, se o sinal de referência é periódico, por exemplo, $I_{ref}(t) = A_p \cos(\omega_i t)$ o sinal de erro também o será, logo, o teorema não é aplicável em (5.14).

Para se analisar se há o seguimento, ou não, de $I_{ref}(t)$ por $I_P(t)$ pode-se avaliar se o sistema atende ao princípio dos modelos internos [68], dado que este garante o seguimento de uma referência sinusoidal sem erros ⁷, caso:

1. Seja este sistema realimentado, estável em malha fechada;
2. A função de transferência do sistema, em laço aberto, contenha elementos capazes de produzir a entrada desejada.

⁷ A prova deste teorema está apresentada no Anexo G.

O primeiro critério depende da escolha adequada do compensador, logo, têm-se margens para se prover o seu atendimento. Já o segundo, depende de uma análise mais detalhada da planta $G(s)$. Deve-se, então, obter uma representação que contenha os pólos e os zeros introduzidos pelo acoplamento do atuador à viga.

Utilizando-se os resultados da análise efetuada nas seções 5.2 e 3.4, que permitem que se conheçam às tensões médias instantâneas $\widehat{V_{AB}}(t)$ para as modulações a dois e três níveis, (5.2) e (5.7) respectivamente, e a impedância equivalente do atuador quando acoplado, (3.49), podem-se reescrever as equações (5.6)–(a) e (5.8)–(a), tal qual é apresentado em (5.15)–(a) e (b).

$$\begin{aligned}
 G_{lp}(s) &= \frac{I_p}{\tilde{d}}(s) = 2V_B \cdot \frac{1}{L_f \cdot s + Z_p(s)} & (a) \text{ dois níveis} \\
 G_{lp}(s) &= \frac{I_p}{\tilde{d}}(s) = V_B \cdot \frac{1}{L_f \cdot s + Z_p(s)} & (b) \text{ três níveis} \quad \therefore \quad (5.15) \\
 Z_p(s) &= \frac{1}{k_{31}^2 C_{pt} K_p \sum_{i=1}^{\infty} \left[\frac{[\varphi'_i(\bar{x}_1^+) - \varphi'_i(\bar{x}_1^-)]^2}{(s^2 + 2 \cdot \xi_i \cdot \omega_i \cdot s + \omega_i^2)} \right] \cdot s + C_p^S \cdot s}
 \end{aligned}$$

Daí, empregando-se os valores nominais de operação e os dados levantados durante a análise da viga, pode-se traçar os diagramas de módulo e de fase das funções de transferência, (5.15), apresentados na Fig. 5-9.

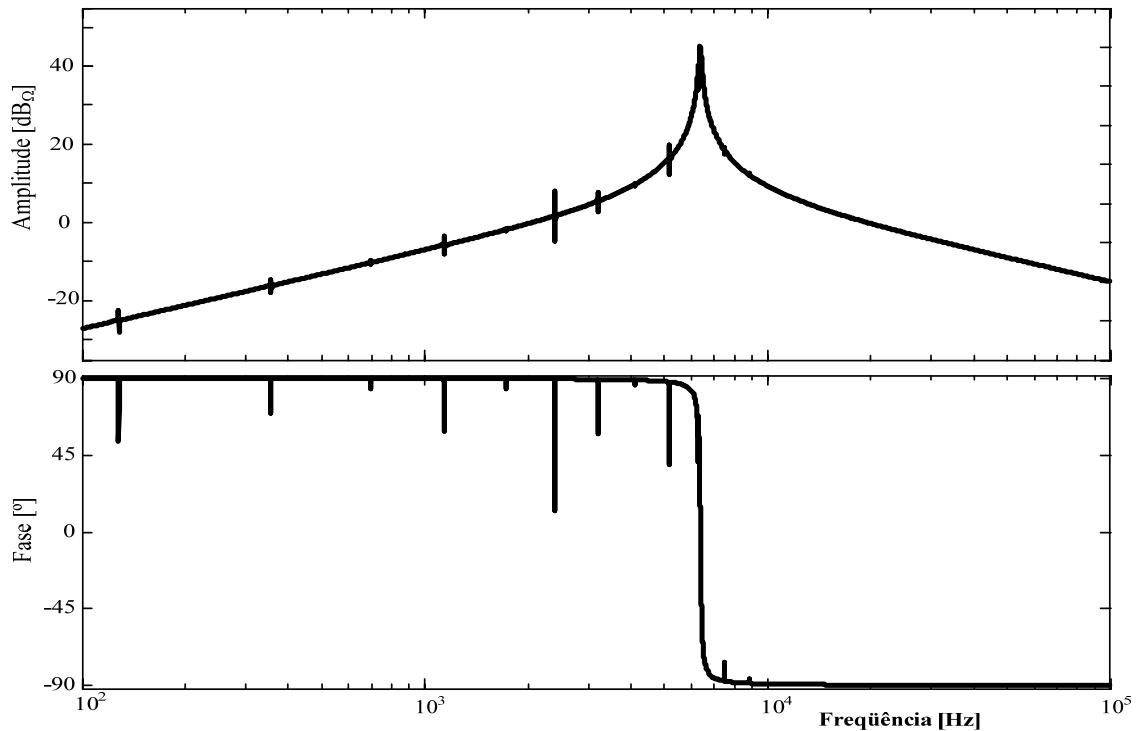


Fig. 5-9 — Diagramas de Bode de $G_{lp}(s)$ — Análise da influência dos pólos e zeros do sistema.

Observam-se nas respostas em freqüência, que a alteração da impedância do atuador, quando acoplado, introduz singularidades também no modelo do sistema. No entanto, a sua impedância equivalente “ $L_f s + Z_p(s)$ ” também possui zeros referentes às ressonâncias paralelas, Fig. 5-10, que reduzem a influência dos pólos na resposta nas freqüências próximas aos modos desejados.

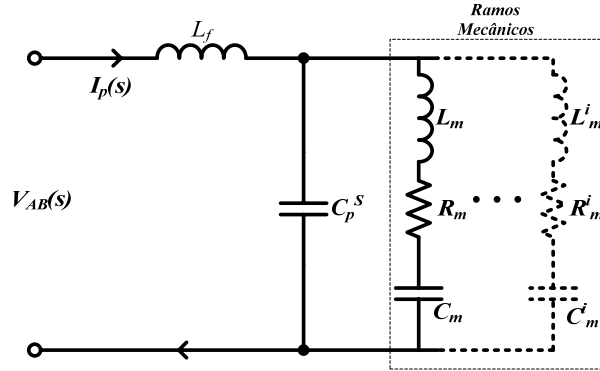


Fig. 5-10 — Representação do circuito elétrico equivalente.

Com isto, o princípio dos modelos internos será atendido sempre que as ressonâncias, série e paralela, da planta permitam a oscilação natural da viga, o que torna a afirmação do seguimento da corrente pelo sinal de referência crítica, segundo este princípio, pois dependem de parâmetros incertos como os amortecimentos modais e as próprias freqüências dos modos.

Pode-se, como alternativa, buscar um controlador $C_I(s)$ para garantir o seguimento estável do sinal de referência, dentro da faixa de interesse. Com isto, garante-se o atendimento ao primeiro critério. Daí, quando o sistema possibilitar, ele seguirá naturalmente o modo desejado, caso contrário será a ação de controle que proverá o seguimento desejado.

Para tal, é necessário que o sistema em malha fechada possua uma resposta do tipo plana e com fase nula. Este comportamento é obtido se, através do ajuste dos parâmetros do compensador, consegue-se tornar a resposta em freqüência do sistema compensado a mais próxima possível de um integrador puro. Isto porque, em um sistema realimentado como o da Fig. 5-8, a função de transferência de malha fechada pode ser escrita na forma da equação (5.16).

$$\frac{Y}{I_{ref}}(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)H(s)} \quad (5.16)$$

Assim, se $C(s)G(s) \cong \frac{\tau_i}{s}$ pode-se simplificar (5.16) para se obter (5.17).

$$\frac{Y}{I_{ref}}(s) = \frac{\tau_i}{s + \tau_i / K_{med}} \quad \therefore \quad \tau_i \rightarrow cte. do integrador \quad (5.17)$$

O diagrama assintótico, da resposta em frequência, está ilustrado na Fig. 5-11. Observa-se que os parâmetros τ_i e K_{med} controlam os limites da banda passante e da distorção da fase do comportamento equivalente do sistema em malha fechada. Assim, deve-se procurar um ajuste dos parâmetros do compensador, que introduzam distorções mínimas na resposta final do sistema.

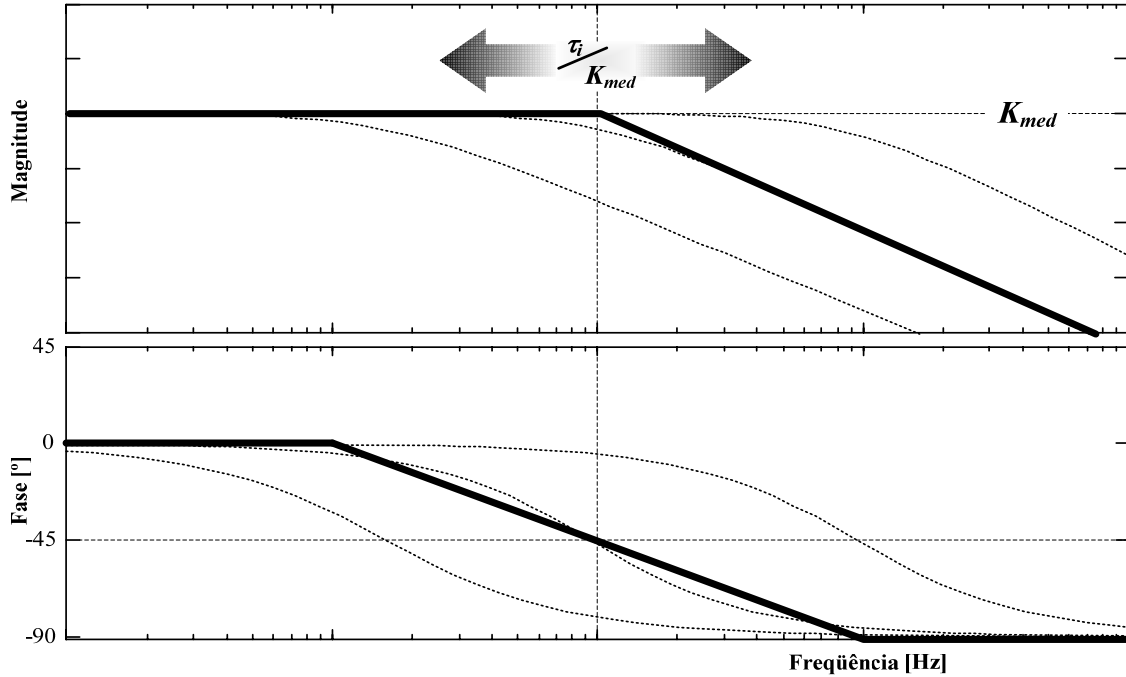


Fig. 5-11 — Comportamento assintótico desejado para o sistema em malha fechada.

Baseando-se nestes critérios, verifica-se através de $G_{lp}(s)$, (5.15), que para se dar ao sistema compensado a característica integradora desejada, pode-se introduzir na estrutura de $C_I(s)$ um duplo integrador.

No entanto, como a função de transferência (FT) já possui o comportamento desejado, em frequências maiores que ω_o , não é necessário que o *compensador* comporte-se como um integrador ao longo de toda a sua faixa de operação. Assim pode-se compor sua estrutura de dois blocos do tipo proporcional integral (PI), dada a sua forma simplificada (5.18), e o domínio matemático já existente [66][67].

$$C_I(s) = K_I \frac{(s + \omega_{zi})}{s} \quad (5.18)$$

Onde, K_I é ganho de faixa plana e ω_{zi} a frequência do zero.

Este compensador possui diagramas assintóticos de módulo e fase semelhantes aos apresentados na Fig. 5-12, onde, se observam o comportamento *integrador* em baixas frequências, $\omega < \omega_{zi}$, e a resposta em faixa plana para $\omega > \omega_{zi}$, ou seja, um simples ganho.

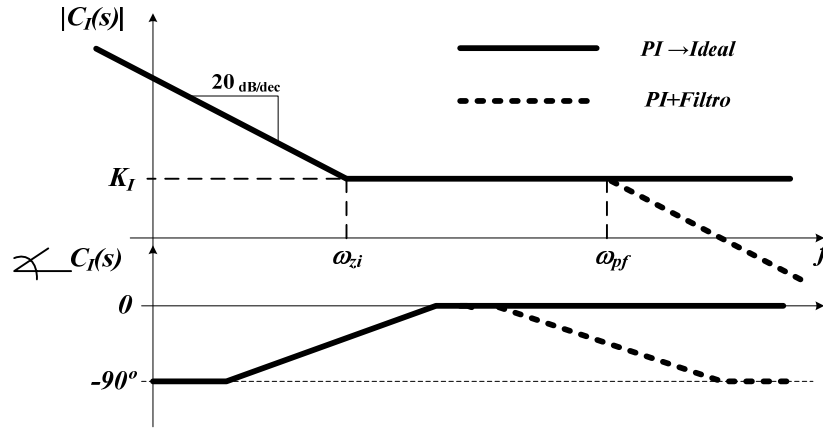


Fig. 5-12 — Diagrama assintótico do compensador de corrente: Ideal e com pólo de filtragem.

Constatam-se algumas características importantes deste compensador, como a incapacidade de adicionar fase positiva ao sistema, e a possibilidade de proporcionar ganhos elevados para frequências fora da faixa desejada.

Quanto à fase, nada pode ser feito além do posicionamento adequado dos parâmetros dos compensadores, já o ganho de faixa plana em altas frequências pode ser corrigido através da introdução de um pólo de filtragem em ω_{pf} , (5.19). Com isto desloca-se também a assíntota de fase de 0° para -90° como se vê na Fig. 5-12.

$$C_I(s) = \underbrace{K_I \frac{(s + \omega_{zi})}{s}}_{PI} \cdot \underbrace{\frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_{pf}} + 1\right)}}_{Filtro} \quad (5.19)$$

Observando-se o diagrama da Fig. 5-11, verifica-se que apesar da introdução do compensador adequado, que já torna o módulo da resposta em frequência do sistema plano abaixo de τ_i/K_{med} , sua fase é não nula mesmo uma década antes dessa frequência.

Assim, mesmo que nas aplicações usuais de conversores estáticos [56][61][64], projetem-se as frequências de cruzamento do sistema compensado “ f_c ” no entorno de $f_s/10$, nesta situação para que o sinal de referência não sofra distorções em suas amplitude e fase, impõe-se como restrição de projeto que $f_c \geq f_s/5$. Com isto se garante uma máxima distorção de fase de $\sim 10^\circ$ para as componentes menores que f_{max} .

De posse de f_c , pode-se então determinar o ajuste que melhor atenda aos critérios de estabilidade.

$$FTMA_I(s) = K_{PWM} \cdot G_{IP}(s) \cdot K_{med} \quad (5.20)$$

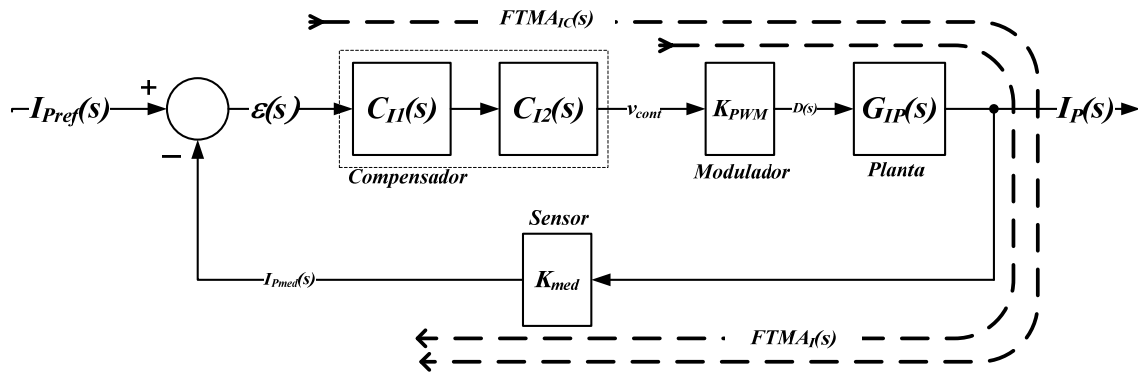


Fig. 5-13 — Diagrama de blocos da malha de corrente — Determinação da $FTMA(s)$.

Para se realizar o projeto do compensador de corrente, será utilizada a análise no domínio da frequência. Logo, devem-se determinar o *ganho* e a *fase* necessários através da resposta em laço aberto da estrutura não compensada, ou $FTMA_I(s)$. Esta função, descrita por (5.20), nada mais é do que a função que relaciona o sinal de referência com o medido, Fig. 5-13.

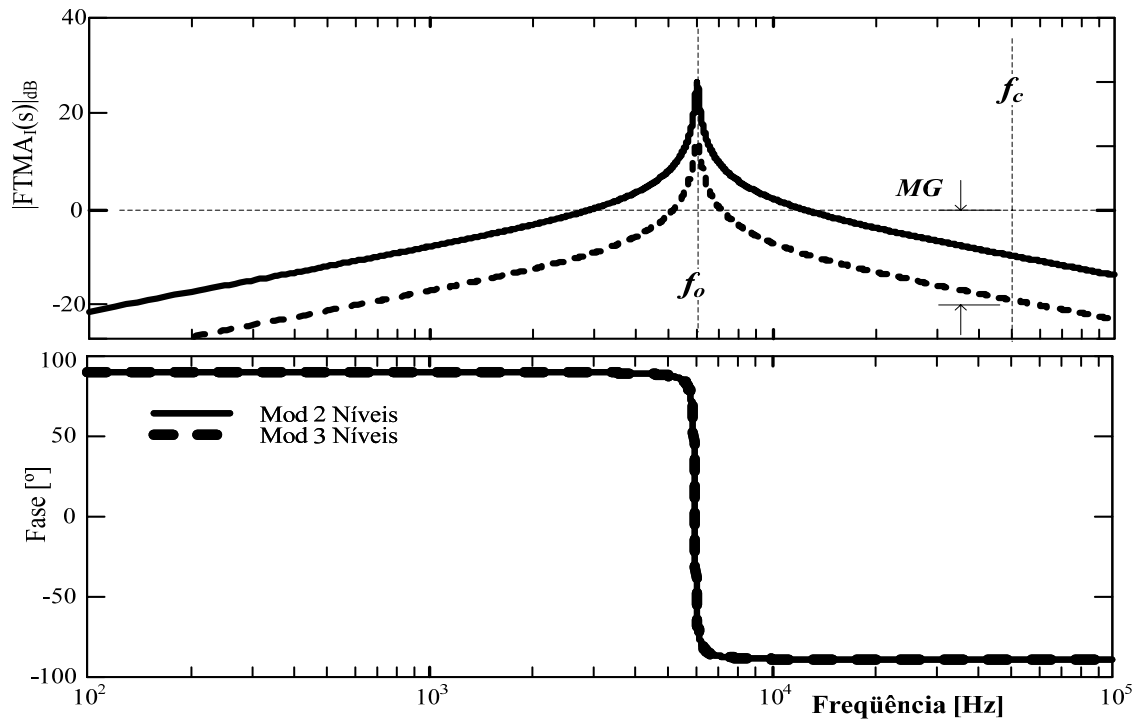


Fig. 5-14 — Diagrama de módulo e de fase da $FTMA_I(s)$ – Modulações 2 e 3 níveis.

Traçando-se os diagramas de módulo e fase das $FTMA_I$'s para as duas modulações, Fig. 5-14, verifica-se que o compensador deve introduzir ganhos positivos na frequência de cruzamento, observa-se também que no caso da modulação a três níveis este ganho é mais elevado. Isto, devido ao ganho do modulador, Anexo-H, e ao fator “dois” observado durante a dedução dos modelos.

Assim, tomando-se MG como pior caso para o projeto do compensador, pode-se obtê-lo através da introdução da expressão (5.21), na planilha de cálculo do Anexo-H.

$$MG = \frac{1}{|FTMA_I(f_c)|} = \frac{1}{|K_{PWM} \cdot H_I(s) \cdot G_{Ip}(s)|} \quad (5.21)$$

Como idealmente o compensador **PI** não acrescenta fase no sistema, em frequências muito superiores as de seus zeros ω_{zi} , alocando-os no entorno de f_o pode-se operar com margens de fase elevadas, dado que aqui $f_o \ll f_c$, e também, com os ganhos de faixa plana dos dois compensadores em cascata iguais a \sqrt{MG} .

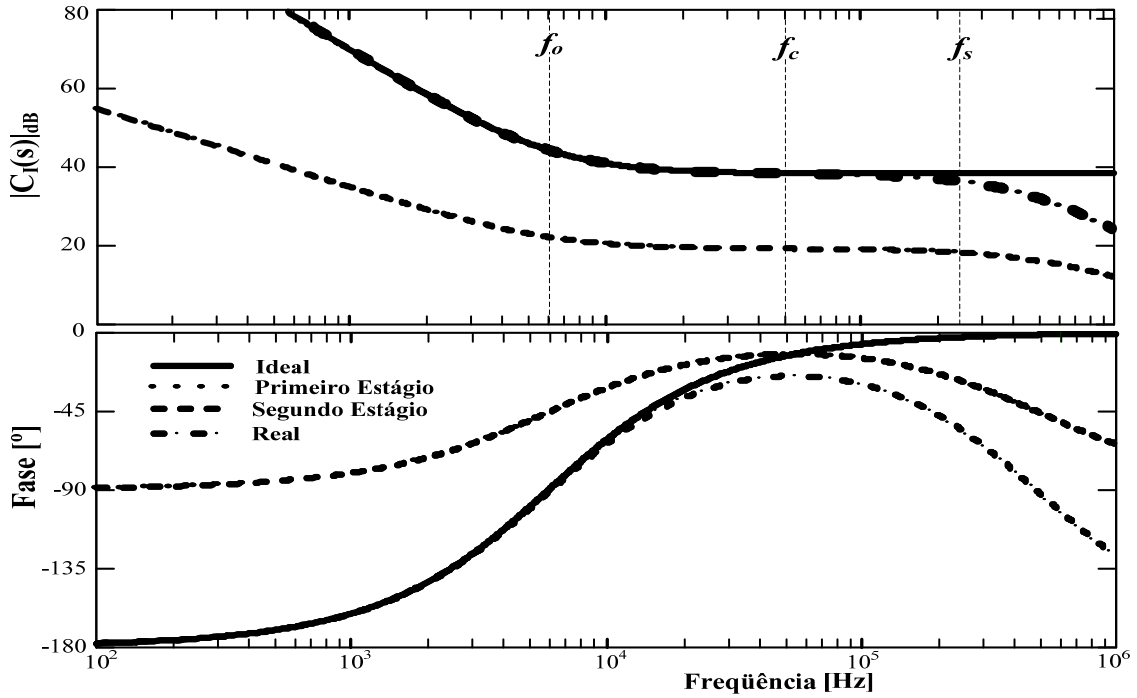


Fig. 5-15 — Diagramas de módulo e de fase dos compensadores de corrente.

Deve-se observar para a posição dos pólos de filtragem ω_{pf} , ou mais especificamente, para a fase introduzida por estas singularidades. Na prática, como pode ser observado na Fig. 5-15, acabou-se sacrificando a margem de fase para que se pudessem atenuar as componentes de frequência do sinal compensado, acima da de comutação e, mesmo assim ainda são proporcionados ganhos na ordem de **40dB**.

Introduzindo-se na malha direta do sistema o compensador projetado, Fig. 5-13, pode-se então obter a função de transferência de laço aberto $FTMA_{IC}(s)$, (5.22).

$$FTMA_{IC}(s) = C_{IS1}(s) \cdot C_{IS2}(s) \cdot K_{PWM} \cdot G_{IP}(s) \cdot H_I(s) \quad (5.22)$$

Ao se traçar os diagramas de módulo e fase, Fig. 5-16, observam-se o desejado comportamento *integrador* em baixas frequências e as discrepâncias existentes entre as configurações *ideal* e *real* da estrutura de controle, que são respectivamente com e sem o filtro. Constata-se que, apesar da fase introduzida pelos pólos de filtragem e, pela característica não-ideal do sensor de corrente $H_I(s)$, o sistema opera com uma margem de fase superior a 50° , logo, estável em malha fechada [66][67].

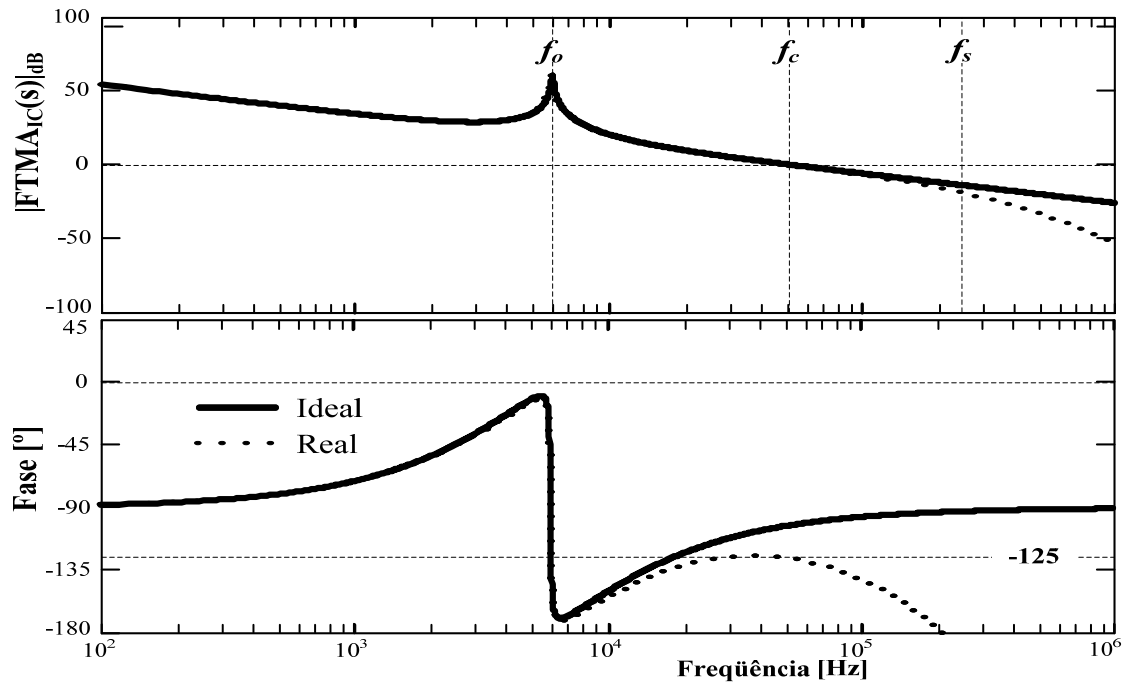


Fig. 5-16 — Diagrama de módulo e de fase da FTMA com a inserção do compensador $C_I(s)$.

Analisando-se o comportamento em malha fechada do sistema compensado, Fig. 5-17, observa-se o atendimento às características projetadas como, frequência de cruzamento, ganho igual a K_{med} na banda passante e fase inferior a 10° para $f \leq f_{min}$.

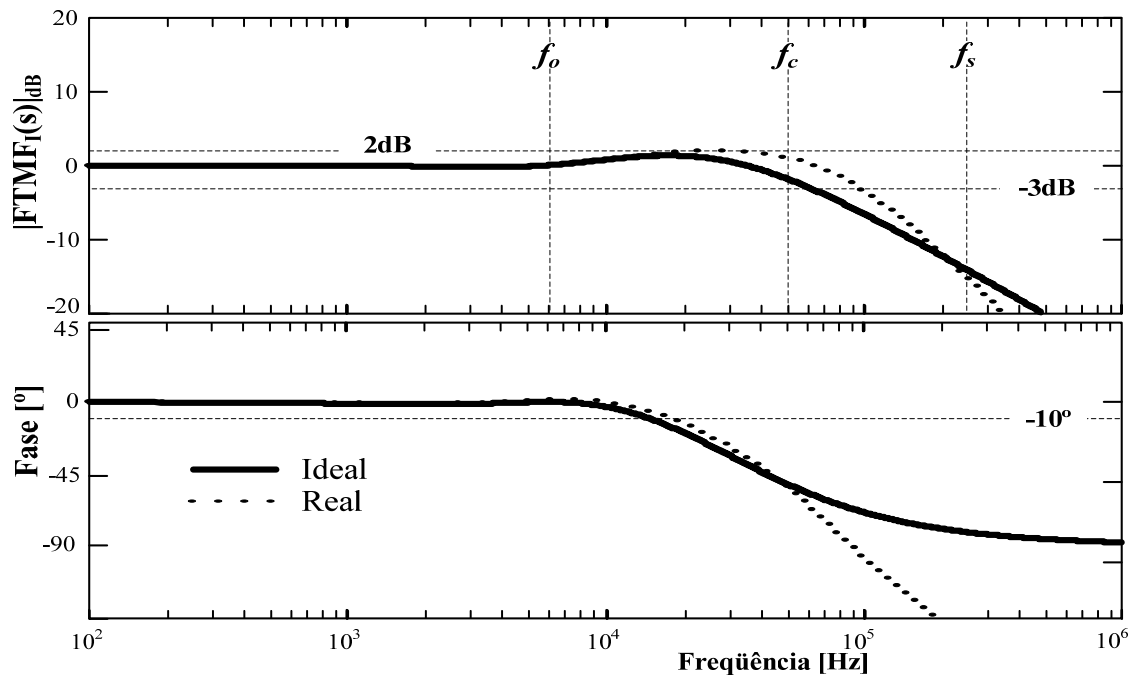


Fig. 5-17 — Diagrama de módulo e de fase do sistema compensado – FTMF da planta de corrente.

No Anexo-H estão descritos os passos numéricos utilizados para o levantamento das curvas de magnitude e de fase apresentadas nesta seção. Além disto, estão descritos os circuitos empregados para a construção dos compensadores $C_{S1}(s)$ e $C_{S2}(s)$, e também para o ajuste dos parâmetros do sensor de corrente $H_I(s)$.

Sensor de Corrente

Observa-se nos resultados obtidos na seção anterior, que apesar de se deslocar os pólos de filtragem do compensador de corrente para se atenuarem as componentes de f_s contidas no sinal medido, estes de fato terminaram com ajustes que proporcionam ganhos de aproximadamente 20dB mesmo quando $f \gg f_c$.

Apesar de, em malha fechada, o sistema compensado prover atenuações para estas componentes, observou-se através dos resultados do circuito em malha aberta, Capítulo-4, que as não idealidades causam a circulação de correntes impulsivas pelo ramo A-B do inversor, efeitos estes incapazes de serem modelados mesmo pela equação (5.15).

Como se supõe que estas correntes são essencialmente causadas por elementos parasitas do indutor de filtragem, como capacitâncias entre enrolamentos e entre camadas, logo não acopladas magneticamente optou-se pela construção de um sensor baseado na medição indireta da corrente $I_p(t)$, Fig. 5-18.

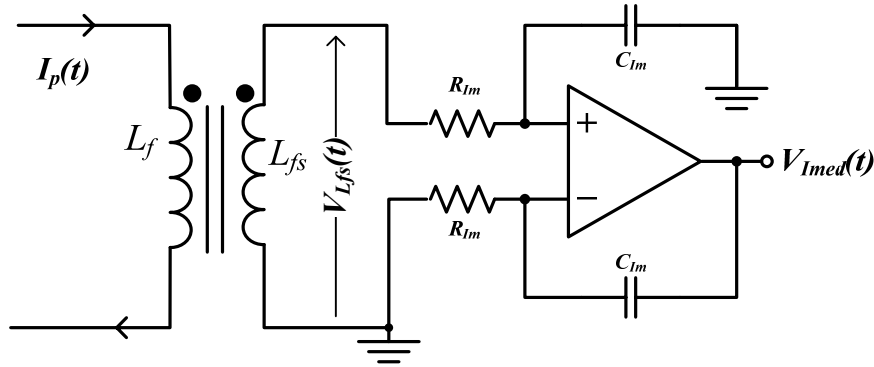


Fig. 5-18 — Circuito de medição da corrente.

Neste circuito, então, a tensão $V_{lmed}(t)$ é obtida como uma imagem da corrente através da tensão $V_{L_{fs}}(t)$ segundo a equação (5.23).

$$V_{L_{fs}}(s) = L_f \cdot n \cdot s \cdot I_p(s) \quad \therefore \quad n = \sqrt{\frac{L_{fs}}{L_f}} \quad (5.23)$$

$$V_{lmed}(s) = [L_f \cdot n \cdot s] \cdot \left[\frac{1}{R_{lm} \cdot C_{lm} \cdot s} \right] \cdot I_p(s)$$

Assim, o ganho K_{med} , (5.24), pode ser obtido através do ajuste dos parâmetros do amplificador operacional e pela relação de transformação do sensor.

$$V_{lmed}(s) = K_{med} \cdot I_p(s) \quad \therefore \quad K_{med} = \left[\frac{L_f \cdot n}{R_{lm} \cdot C_{lm}} \right] \quad (5.24)$$

5.4.2 Compensador de Erro de Tensão

Observando-se o diagrama de controle de tensão, na Fig. 5-2, verifica-se que esta malha não atua diretamente na variável de controle $d(t)$, mas sim, através da malha de corrente. Assim, para se ajustar o compensador de tensão $C_v(s)$, é necessário encontrar-se a *FT* que relaciona $V_p(s)$ a $I_p(s)$. Esta relação é descrita pela impedância do atuador acoplado $Z_p(s)$, ou seja, (5.25).

$$\frac{V_p(s)}{I_p(s)} = G_{vp}(s) \quad \therefore \quad G_{vp}(s) \triangleq Z_p(s)$$

$$Z_p(s) = \frac{1}{k_{31}^2 C_{pt} K_p \sum_{i=1}^{\infty} \left[\frac{[\phi'_i(\bar{x}_1^+) - \phi'_i(\bar{x}_1^-)]^2}{(s^2 + 2 \cdot \xi_i \cdot \omega_i \cdot s + \omega_i^2)} \right] \cdot s + C_p^S \cdot s} \quad (5.25)$$

Podem-se então, traçar os diagramas de módulo e fase de $Z_p(s)$, Fig. 5-19. Observa-se que o emprego da impedância para descrever-se a planta de tensão $G_{vp}(s)$, é válido desde que a malha de corrente seja capaz de emular uma fonte de corrente, o que, como pôde ser observado na seção anterior, ocorre apenas até a frequência de cruzamento f_c . Em função disto, durante o projeto de $C_v(s)$ irá se operar em faixas de frequência muito inferiores a f_c , por exemplo, $f_{cv} = f_c / 1000$.

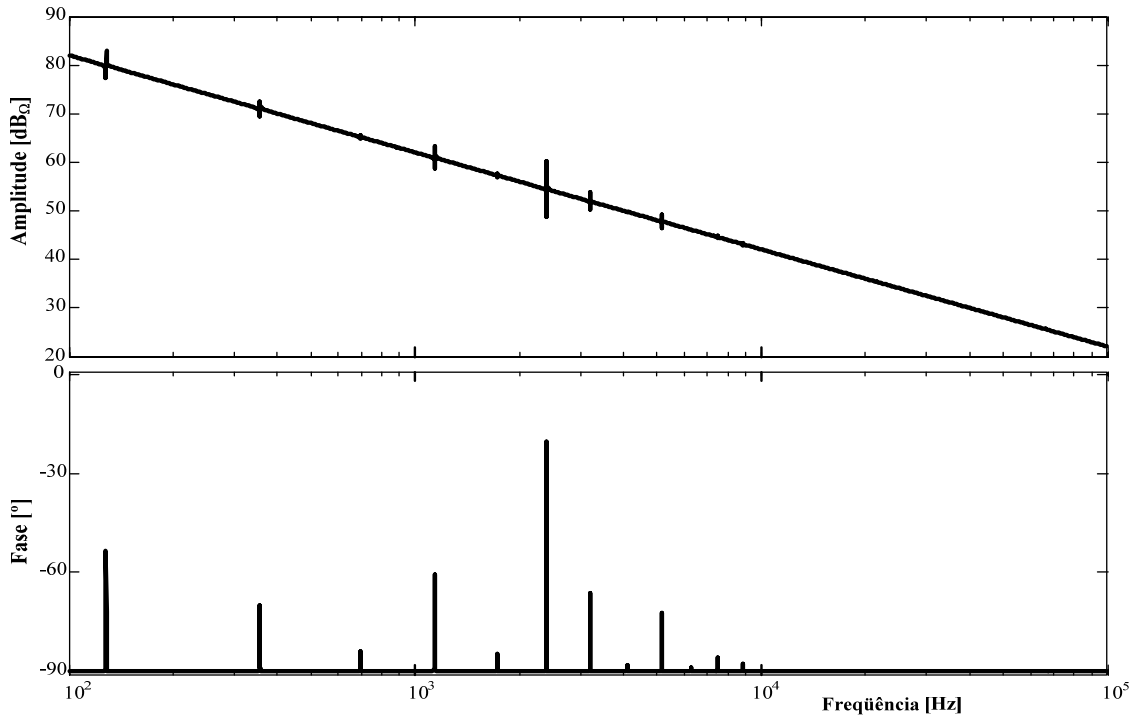


Fig. 5-19 — Diagrama de módulo e fase – FT da planta para o projeto do compensador de tensão.

A utilização de uma malha para o controle do valor médio da tensão aplicada sobre o atuador tornou-se essencial devido método de sensoriamento de corrente empregado, que é incapaz de monitorar as componentes CC de $I_p(t)$. Com isto, quaisquer desbalanços nas ordens de comando dos interruptores, que tornem o valor médio de $I_p(t) \neq 0$, poderiam tornar o valor médio da tensão $V_p(t) = V_B$, como pode ser observado através da característica integradora da planta de tensão, Fig. 5-19.

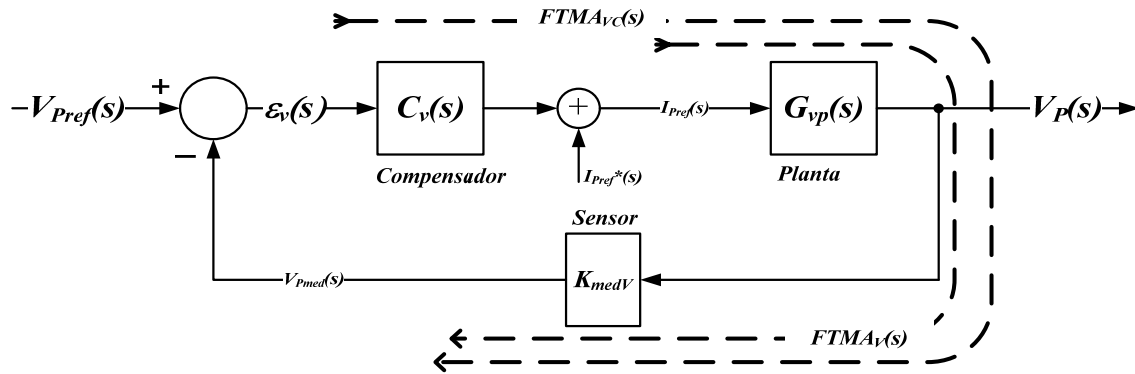


Fig. 5-20 — Diagrama de blocos da malha de tensão – Determinação da FTMA(s).

Tratando-se a questão do seguimento ao sinal de referência, agora se opera com degraus, ou seja, perturbações de referência do tipo A_p/s , dado que se deseja apenas controlar o valor médio de $V_p(t)$. Com isto, aplicando-se o teorema do valor final, (5.14), para se testar o sistema em malha fechada, chega-se a conclusão de que o erro estático é $\varepsilon(0)=0$, mesmo se o compensador $C_v(s)$ comportar-se apenas como um ganho finito “ K_V ” nas baixas frequências, isto, devido à característica integradora observada em $G_{vp}(s)$.

$$\varepsilon_v(0) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \varepsilon_v(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{D_H s}{D_H s + N_H K_V N_G} \cdot \frac{A_p}{s} = 0 \quad (5.26)$$

Também, devido às características da planta, tem-se que em malha fechada a estrutura de controle de tensão possuirá o comportamento descrito pela Fig. 5-11, mesmo que $C_v(s)$ comporte-se como um ganho K_V . Assim, a estrutura que se apresenta com maior simplicidade e capaz de garantir as características, estáticas, é o do tipo proporcional ou “**P**”, (5.27).

$$C_v(s) = K_V \quad (5.27)$$

No entanto, assim como no compensador **PI** esta configuração apresenta um ganho plano tanto nas altas quanto nas baixas frequências, Fig. 5-21. Assim, mesmo que $K_V < 1$ é interessante que também se introduza na estrutura do compensador de tensão

um pólo de filtragem, para se assegurar a atenuação das componentes fora da faixa de interesse.

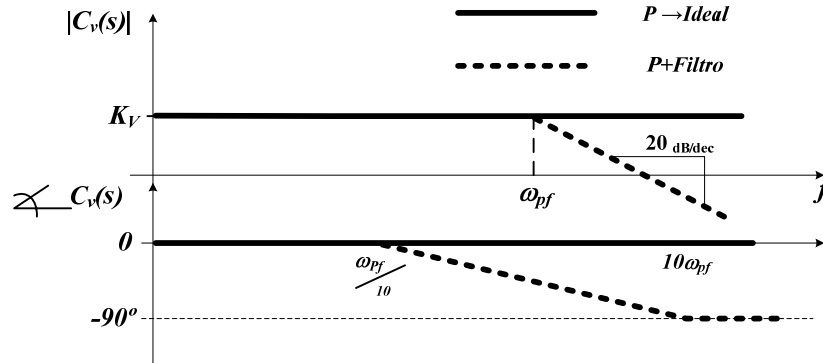


Fig. 5-21 — Diagrama assintótico do compensador de tensão: Ideal e com filtro.

Assim, a FT de $C_v(s)$ passa a ser dada por (5.28).

$$C_v(s) = \underbrace{K_v}_P \cdot \underbrace{\left(\frac{s/\omega_{pf} + 1}{s/\omega_{pf} + 1} \right)}_{\text{Filtro}} \quad (5.28)$$

Para a determinação do ganho de faixa plana, K_v , basta então obter-se o ganho da estrutura em malha aberta, (5.29).

$$K_v = \frac{1}{|FTMA_v(f_{cv})|} \quad \therefore \quad FTMA_v(s) = K_{med} \cdot H_v \cdot G_{vp}(s) \quad (5.29)$$

Através da característica do compensador, Fig. 5-21, verifica-se que a posição do pólo de filtragem é determinada em função da frequência de cruzamento desejada. Isto porque não se deseja que esta singularidade interfira na banda passante do compensador.

Assim, fixando-se sua posição uma década acima de f_{cv} , (5.30), assegura-se que a sua influência na fase, no sistema compensado, seja inferior a dez graus.

$$f_{pv} = 10 \cdot f_{cv} \quad (5.30)$$

Pode-se então traçar o diagrama de Bode do compensador, Fig. 5-22, onde se observa a faixa plana para frequências inferiores a f_{pv} , com amplitude igual a K_v , e a reduzida influência de fase nas proximidades de f_{cv} .

Não se citou a questão da margem de fase durante o processo de ajuste de $C_v(s)$, porque se sabe que a máxima fase do sistema em malha aberta é 90° . Assim, ao assegurar-se que o pólo de filtragem do compensador não introduza uma fase significativa no entorno de f_{cv} , também, a fase de $FTMA_v(s)$ não será alterada.

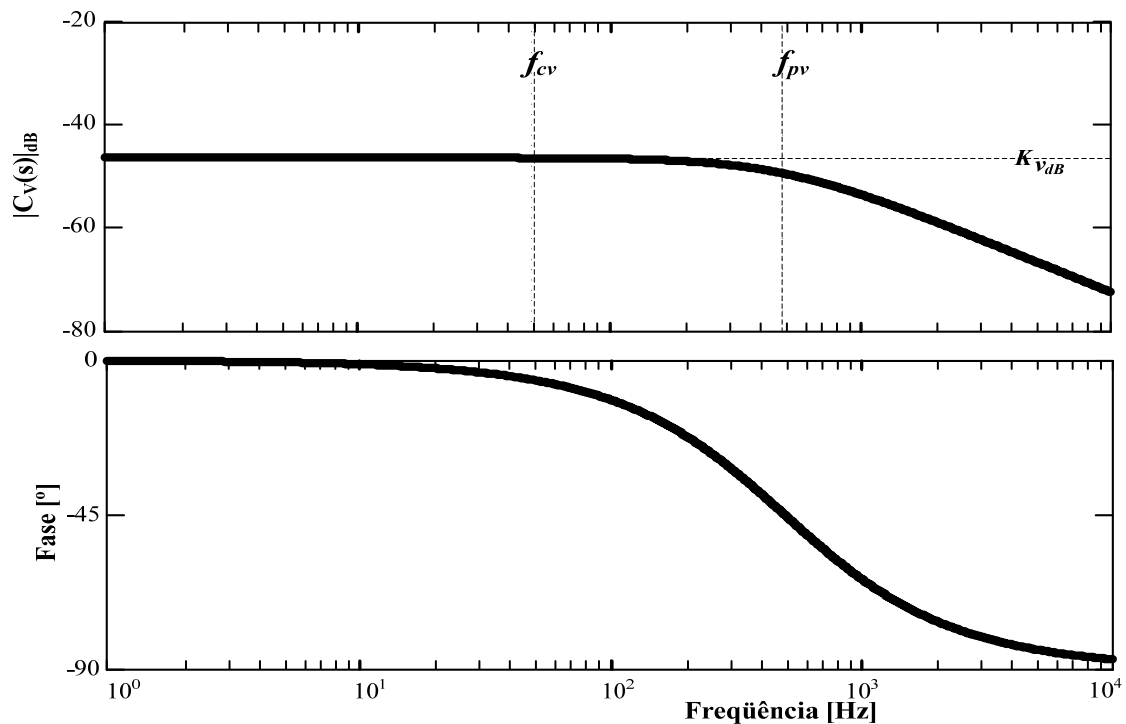


Fig. 5-22 — Diagrama de módulo e fase do compensador de tensão.

Introduzindo-se o compensador $C_v(s)$ na malha do sistema, pode-se obter a função de transferência em malha fechada compensada $FTMF_{CV}(s)$, Fig. 5-20, onde se observa o comportamento projetado para a malha de tensão, ou seja, com cruzamento em f_{cv} e margem de fase próxima a 90° . Observa-se que a partir de f_{pv} há a influência do pólo de filtragem, ou seja, a elevação da inclinação da curva de módulo para 40dB/dec e o deslocamento da assíntota de fase para -180° .

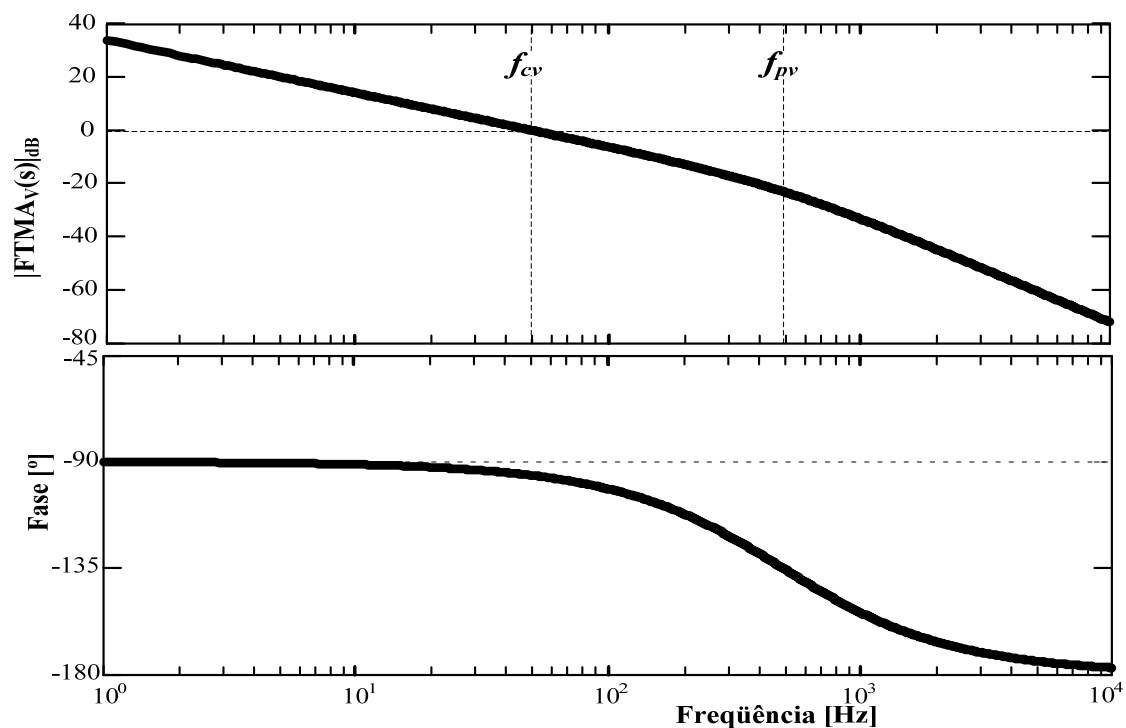


Fig. 5-23 — Diagrama de módulo e fase: $FTMA_{VC}(s)$.

5.5 Resultados de Simulação

Com o intuito de testar se os compensadores projetados são capazes de estabilizar o sistema e prover o seguimento a degraus nas referências de tensão e de corrente, foi efetuada a simulação do conversor, operando com a modulação a três níveis, submetido a duas situações distintas durante a sua operação, regime permanente senoidal e resposta a uma perturbação periódica com envoltória exponencial, Fig. 5-24.

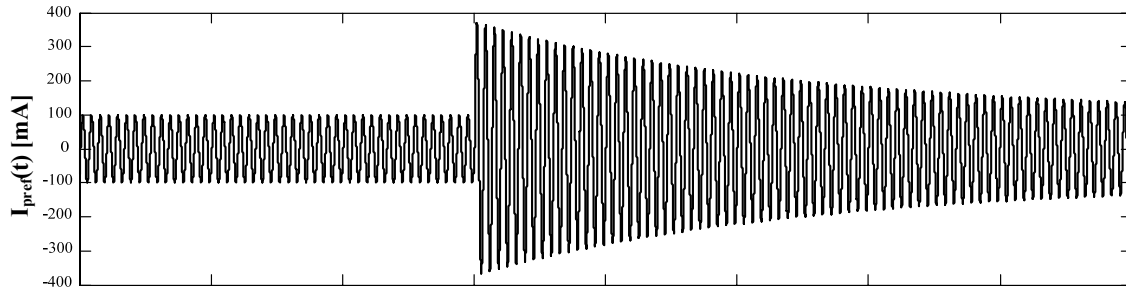


Fig. 5-24 — Sinal de referência utilizado para teste das malhas de controle.

Analisando-se a resposta obtida para a corrente $I_p(t)$, Fig. 5-25, constata-se que, a menos do conteúdo em alta frequência, a malha de corrente projetada foi capaz de prover tanto o seguimento em regime de uma referência sinusoidal, quanto à rejeição da perturbação exponencial. A inversão de fase observada neste resultado é proveniente da forma como são introduzidos os sinais de controle na malha de corrente.

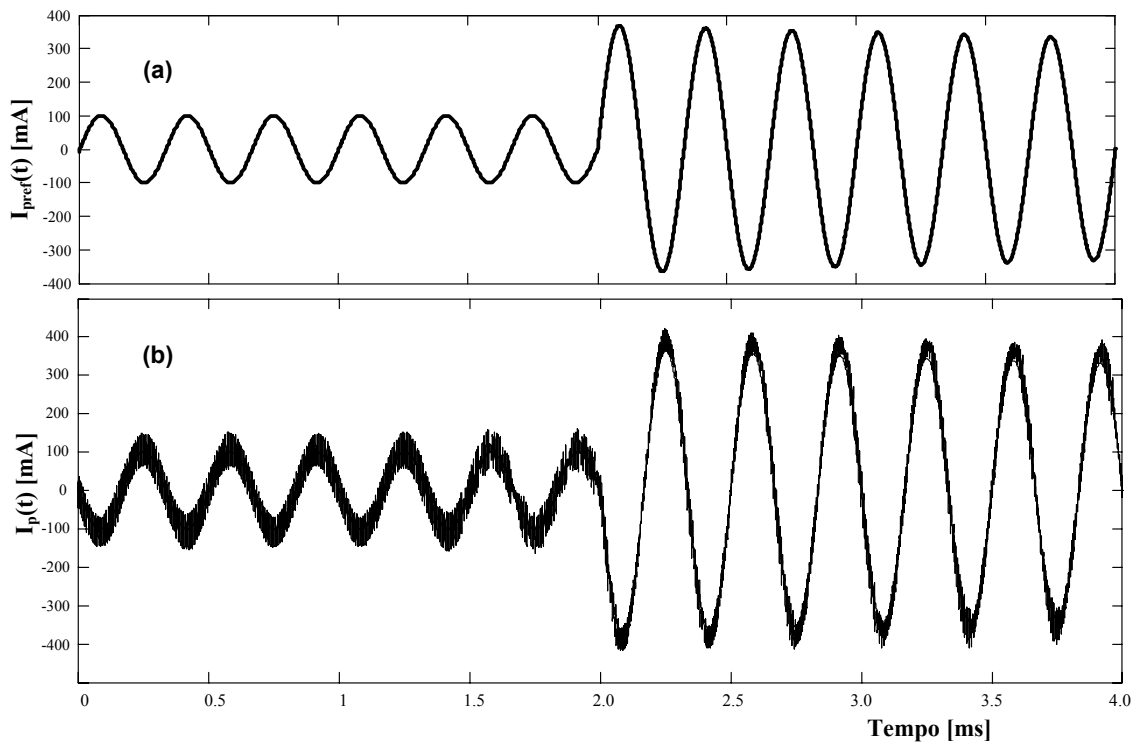


Fig. 5-25 — Corrente do atuador – Seguimento de referência: (a) $I_{ref}(t)$; (b) $I_p(t)$.

De forma análoga, constata-se através da Fig. 5-26, que o compensador de tensão é capaz de rejeitar as perturbações na referência de corrente. Observa-se que, devido ao emprego de uma frequência de cruzamento muito inferior a da malha de corrente, $f_{cv} \ll f_c$, o tempo de resposta desta malha é muito superior. Como se sabe, este ajuste é necessário para que se desacoplem as dinâmicas das respostas a perturbações.

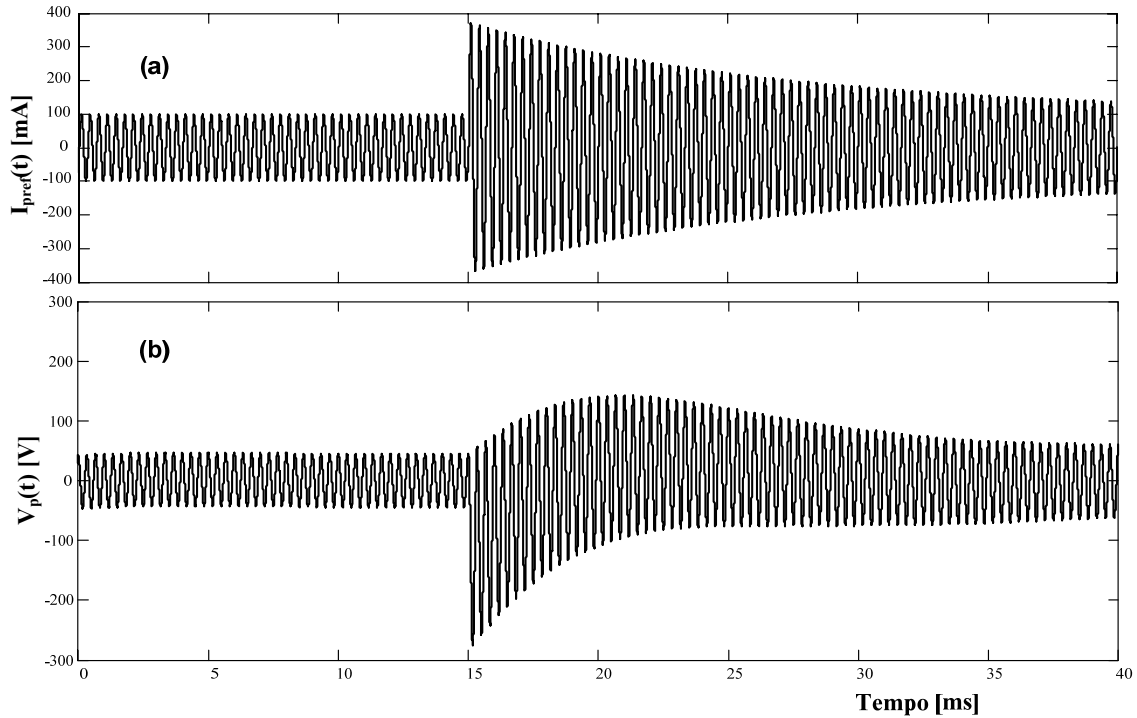


Fig. 5-26 — Tensão no atuador – Rejeição de perturbação: (a) $I_{pref}(t)$; (b) $V_p(t)$.

Devido ao comportamento apresentado pelo indutor de filtragem, observado no Capítulo 1, foi introduzido no sistema um sensor de corrente para explorar-se o desacoplamento existente entre os elementos parasitas e o comportamento magnético do indutor. Baseado nesta idéia construiu-se o circuito da Fig. 5-18.

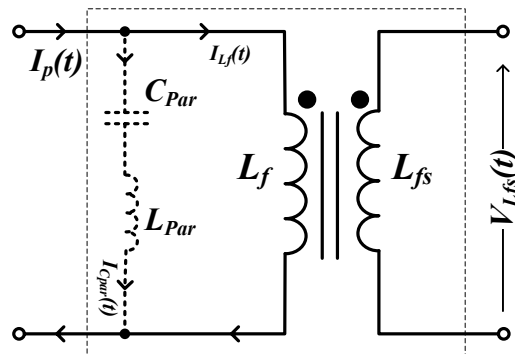


Fig. 5-27 — Capacitância parasita introduzida para simulação do sensor de corrente.

Para testar sua eficácia introduziram-se em paralelo com L_f os elementos parasitas L_{par} e C_{par} , Fig. 5-27. Os valores arbitrados são de 50 nH 400 pF e foram obtidos através da simulação do conversor e comparação com os resultados experimentais de malha aberta.

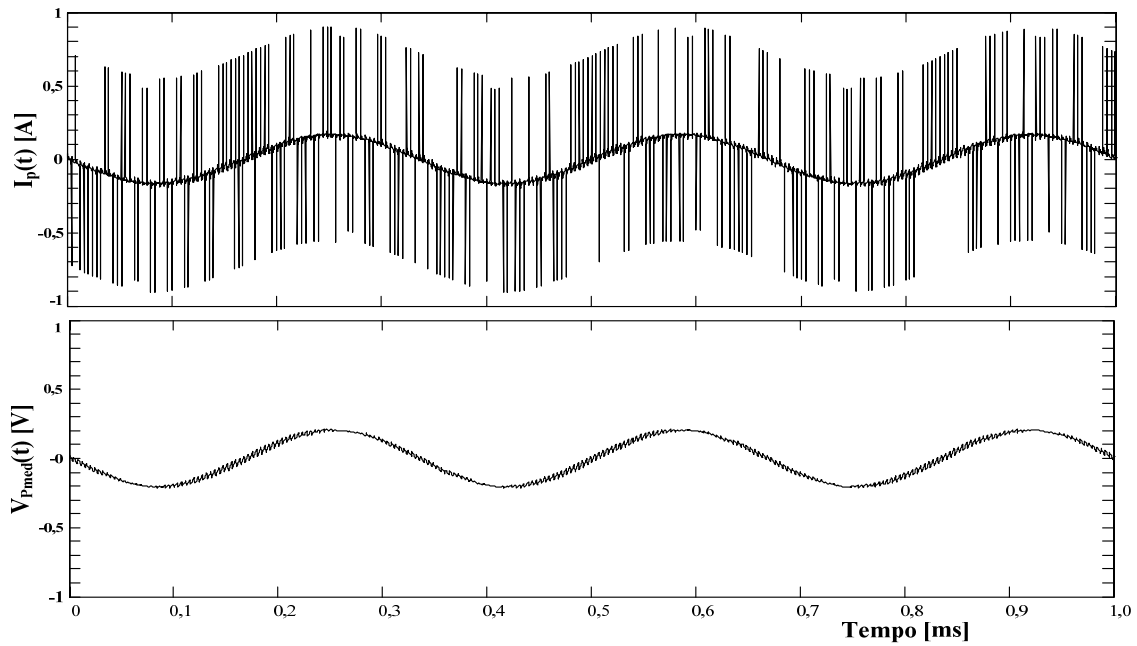


Fig. 5-28 — Tensão de saída do sensor de corrente.

Ao realizar-se a simulação conversor, operando com os elementos parasitas, obtiveram-se os sinais de corrente e tensão ilustrados na Fig. 5-28. Onde se verificam que os picos de corrente presentes em $I_p(t)$ não são transferidos através da estrutura de medição. Observa-se também o seguimento, em fase, do sinal medido $V_{med}(t)$ e o ganho unitário ajustado através da equação (5.24).

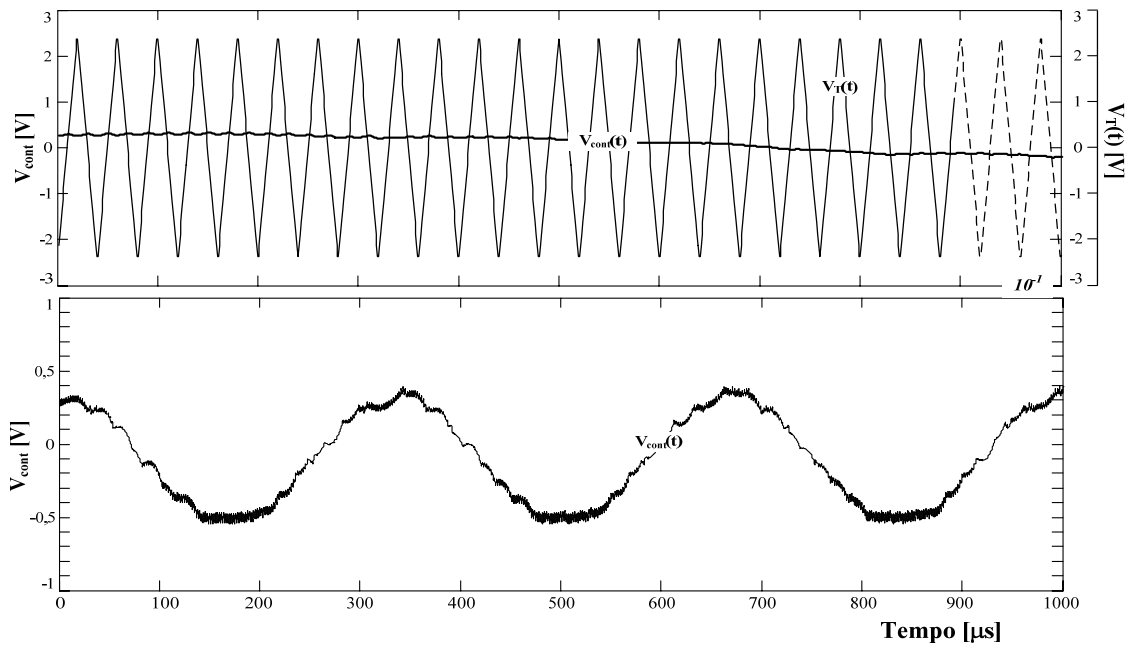


Fig.5-29 — Tensão de controle – Detalhe da comparação para produção dos pulsos.

A redução da amplitude dos ruídos injetados na malha de controle é essencial. Isto porque, o ajuste do ganho de faixa plana do compensador de corrente pode causar a distorção do sinal de controle $V_{cont}(t)$, Fig.5-29, caso o sinal lido possuía um conteúdo espectral elevado.

5.6 Resultados Experimentais

Visando testar a resposta experimental do sistema com os ajustes apresentados na análise teórica, foram confeccionados circuitos elétricos para o acionamento em malha fechada do conversor. Os valores experimentais para os componentes empregados nos compensadores estão contidos no Anexo-H, e os diagramas dos circuitos de modulação e controle no Anexo-F.

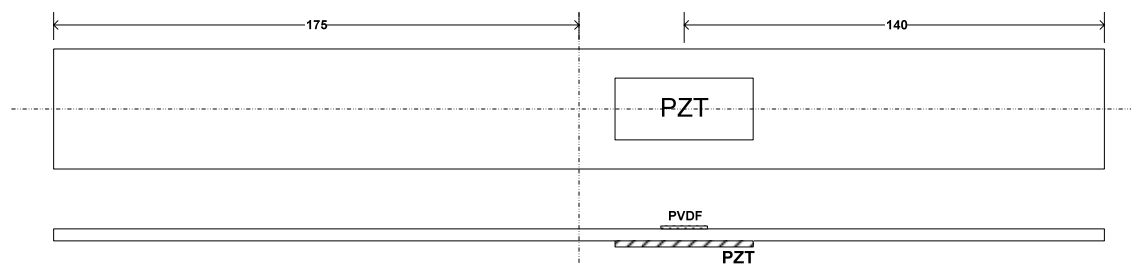


Fig. 5-30 — Detalhe da posição de fixação do atuador e do sensor.

Para realizarem-se os ensaios em malha fechada optou-se pelo emprego do sinal de referência proveniente de um sensor de PVDF, Fig. 5-30, acoplado a viga para se aproximar a operação do conversor a uma situação convencional.

Na Fig. 5-31 está apresentada a resposta obtida para uma das impactações efetuadas. O sinal de tensão $I_{ref}(t)$ é proveniente do sensor, verifica-se que não só a corrente $I_p(t)$ segue o sinal de referência, mas também, o sensor de corrente é capaz de representar de forma adequada $I_p(t)$ durante toda a perturbação. Deve-se apenas ignorar os níveis CC apresentados nas formas de onda pois são decorrentes das ponteiras.

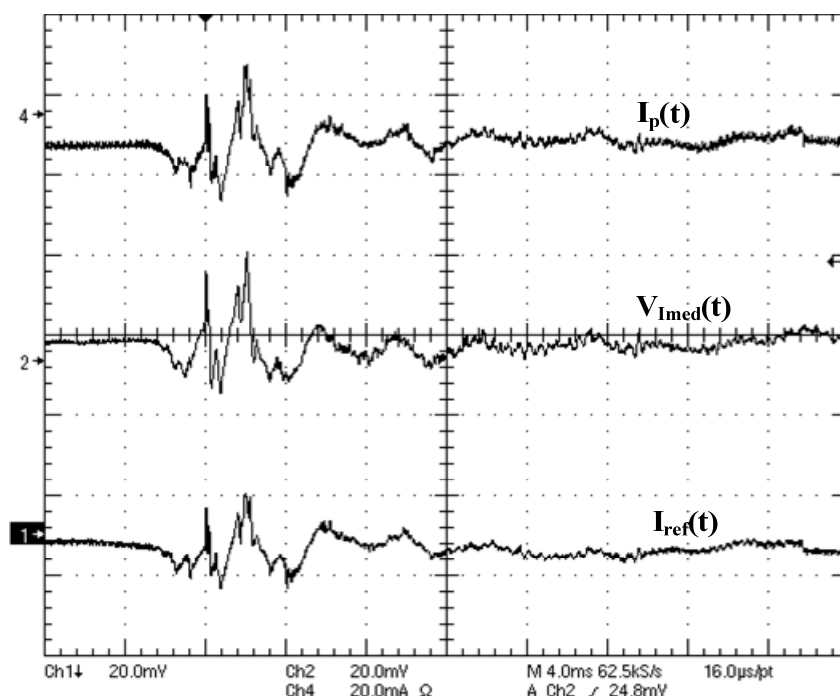


Fig. 5-31 — Resposta do conversor em malha fechada – Medição da corrente.

Efetuando-se a medição da tensão sobre o atuador durante um impacto, Fig. 5-32, observa-se além do seguimento da corrente, os severos transitórios de tensão a que ele é submetido. Isto, devido à característica capacitiva do atuador e ao seu reduzido valor de capacitância, dado que nesta situação pode-se aproximar $V_p(t) = \frac{1}{C_p^s} \int i_p(t) dt$.

Assim, a implementação de circuitos de proteção é essencial para que não cause a despolarização do material e a sua conseqüente destruição.

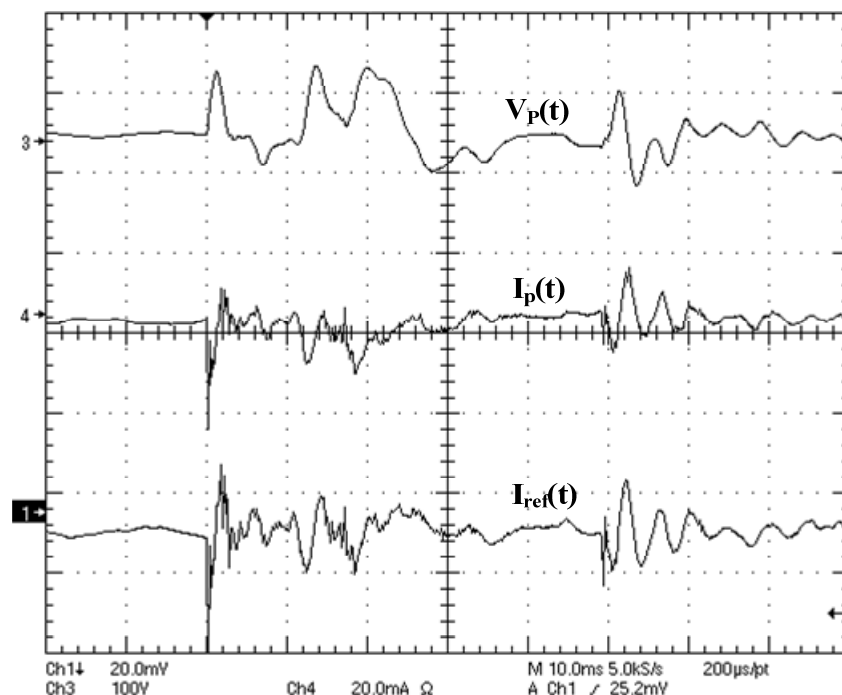


Fig. 5-32 — Resposta em malha fechada – Detalhe da tensão no piezelétrico.

Para visualizar-se este efeito, a rápida evolução da tensão no atuador, foram efetuados ensaios na estrutura aplicando-se impactos mais intensos. Isto, operando com um terço da tensão nominal de barramento, para que não se danificasse o atuador durante os transitórios.

De uma das tentativas obteve-se o resultado ilustrado na Fig. 5-33. No primeiro transitório observa-se o pico, de milisegundos e aproximadamente 40 mA, no sinal de referência que como conseqüência causou a saturação da tensão no atuador. É evidente que a redução de V_B causa a alteração dos ganhos na malha de corrente, mas, o que se deseja identificar aqui é a rápida evolução da tensão $V_p(t)$.

Nos picos subseqüentes observam-se o seguimento, desejado, da corrente $I_p(t)$ pelo sinal de referência $I_{ref}(t)$, e a rejeição a valores CC na tensão $V_p(t)$ proporcionado pela malha de controle desta tensão.

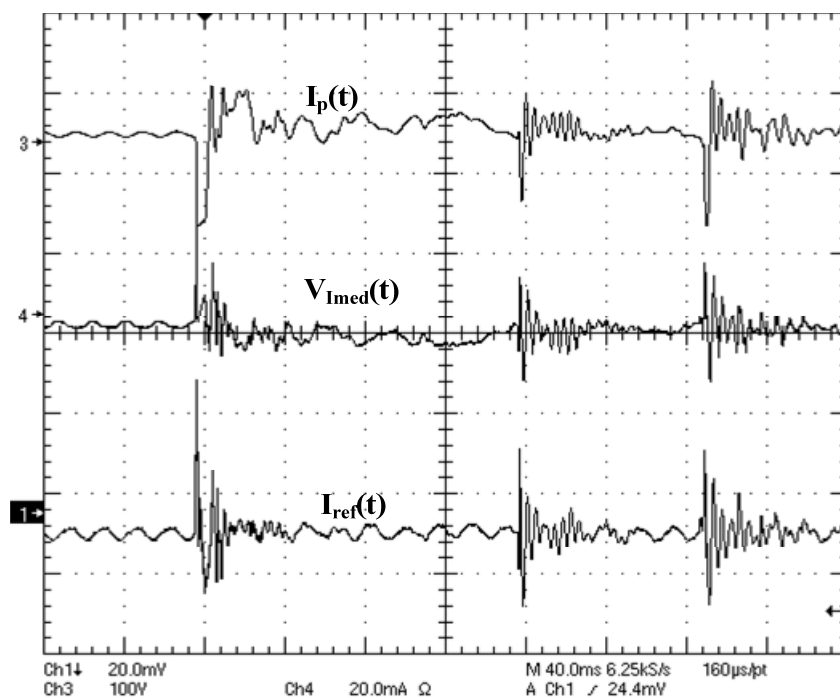


Fig. 5-33 — Resposta em malha fechada — Transitório da tensão $V_p(t)$.

Injetando-se um sinal aleatório na referência de corrente, foi efetuada a medição da corrente e da velocidade de deformação da viga utilizando-se o sensor de PVDF posicionado diretamente abaixo do atuador, Fig. 5-30.

Estas medições, Fig. 5-34 e Fig. 5-35, foram efetuadas para comprovar-se a afirmação efetuada no início deste trabalho, de que o controle da corrente injetada é equivalente ao controle da velocidade do atuador.

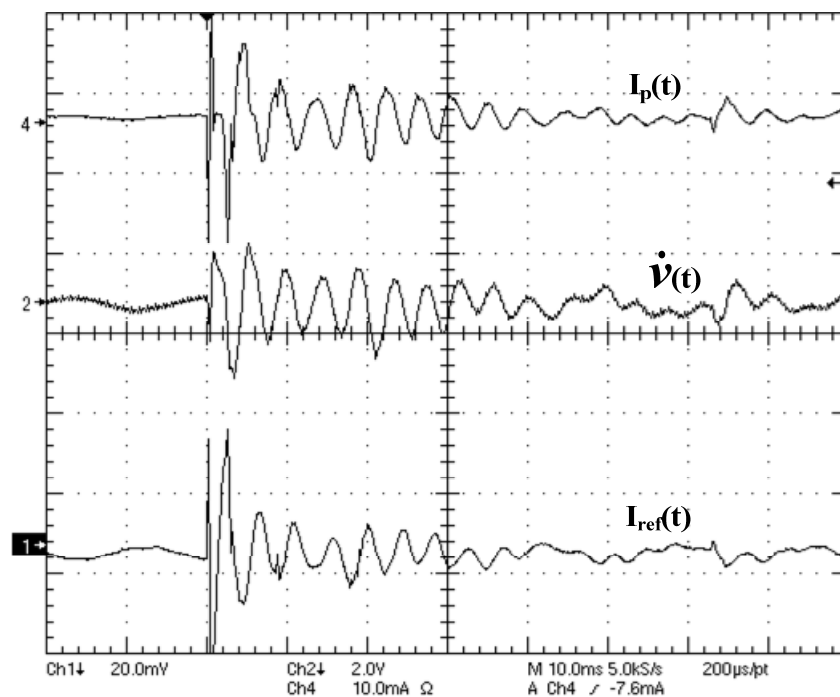


Fig. 5-34 — Medição da velocidade de deformação da viga.

Verifica-se através dos resultados que, a menos do fator de escala oriundo do ganho do sensor, as formas de onda de velocidade de deformação $\dot{v}(t)$ seguem em fase a corrente medida no atuador.

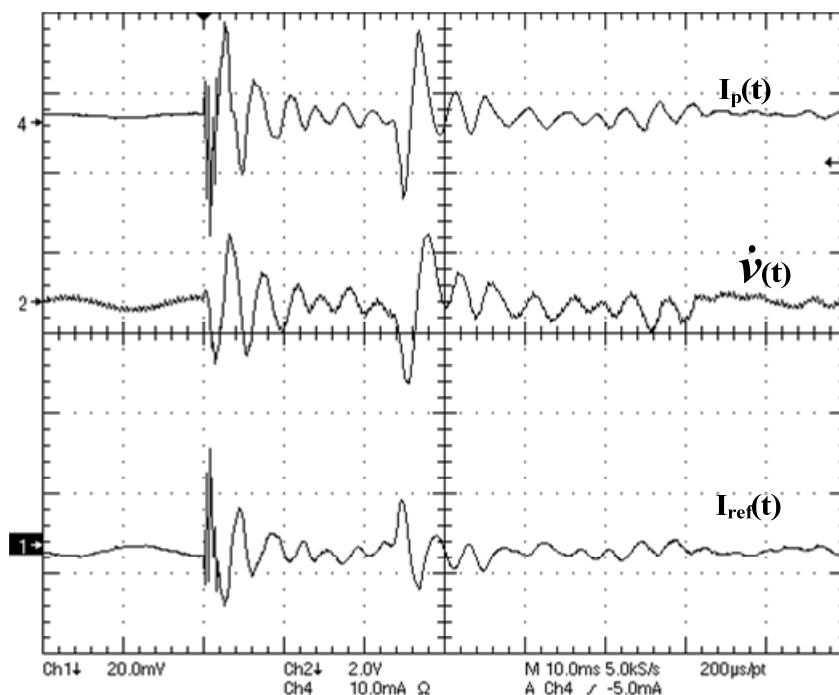


Fig. 5-35 — Resposta em malha fechada do conversor – Velocidade de deformação.

5.7 Conclusões

Neste capítulo foi efetuado o estudo da a modelagem do conversor operando com o atuador piezelétrico conectado a seus terminais de saída. Baseado nas funções de transferência de corrente e tensão obtidas nessa análise, foram determinadas as configurações mais adequadas para os compensadores das malhas de corrente e tensão.

Antes da implementação prática do conversor foram efetuadas simulações para validarem-se os resultados teóricos obtidos através da análise. Testou-se a eficácia do circuito do sensor de corrente, quanto a atenuação dos picos de corrente apresentados na corrente do atuador e, observou-se que operando-se com elementos parasitas concentrados o circuito de medição possibilitou a filtragem quase ideal das imperfeições na corrente de saída.

Ainda através dos resultados de simulação, foi possível verificar o seguimento das malhas de tensão e corrente aos seus respectivos sinais de referência, permitindo assim a confirmação de que fora efetuado o ajuste adequado dos compensadores.

Confirmados os resultados teóricos através da simulação numérica, efetuou-se a implementação prática da estrutura de controle do conversor.

Os resultados experimentais obtidos permitiram, mais uma vez, comprovarem-se as previsões teóricas efetuadas. Ou seja, após a aplicação de perturbações no sistema este retorna ao repouso, através do seguimento pela corrente do sinal de referência extraído da viga.

Foi possível, através do sensor de PVDF acoplado a viga, observar-se que a corrente de entrada do atuador é equivalente a velocidade de deformação da viga. Ao menos em relação a posição de fixação do sensor que foi analisada. Assim, estratégias de controle de vibrações baseadas em informações da velocidade de deslocamento da viga, encontram nesta malha uma equivalência.

Capítulo 6

CONCLUSÃO GERAL

Ao se propor o uso de uma técnica para o acionamento dos atuadores piezelétricos, tem-se que ter em mente a vasta gama de possibilidades que se mostram disponíveis devido ao elevado número de variações construtivas possíveis, não só do atuador como da estrutura base onde este será aplicado.

A literatura específica da área mostra-se muito abrangente em tópicos como: análise dos pontos de fixação, características das constantes piezelétricas em função de intensidades de campos elétricos ou temperatura e das técnicas de amortecimento de vibração. No entanto, aspectos mais pertinentes necessários para a análise e a correta compreensão de alguns fenômenos, ainda se apresentam como barreiras a serem rompidas.

Especificamente, para o enfoque dado a este trabalho, a questão do método de acionamento mais adequado ser em tensão ou corrente (carga), apresentou-se ilustrado na literatura mais na forma de resultados experimentais do que através do uso das equações constitutivas. Assim, por serem obtidos sob determinadas condições de análise sua validade é restrita as mesmas condições de operação.

Outro aspecto observado durante a operação com os atuadores piezelétricos é multidisciplinariade envolvida na análise dos fenômenos, isto porque, embora o objetivo final do trabalho fosse o seu acionamento elétrico, englobando principalmente os aspectos da eletrônica de potência, o conhecimento das interações existentes entre os domínios elétrico e mecânico mostrou-se indispensável, para a simplificação dos modelos obtidos devido ao comportamento não-linear observado em algumas regiões de operação do atuador.

Durante a dedução dos modelos eletromecânicos do comportamento do atuador, quando submetido a deformações longitudinais, observaram-se muitas características interessantes como o efeito do adesivo no acoplamento do atuador a sua estrutura base, e as relações existentes entre os parâmetros elétricos e mecânicos do atuador. Ou seja, a forma de entrelaçamento entre grandezas como rigidez mecânica e capacitância elétrica, ocasionado apenas pela introdução dos coeficientes piezelétricos.

Isto fica evidente, por exemplo, ao se observar o circuito elétrico equivalente obtido para o atuador desacoplado, dado este se constituir de portas elétricas e mecânicas associadas através do parâmetro Ψ , que se comporta como a interface entre os dois sistemas pois “converte” Volt em Newton, e tem como parâmetro essencial um dos coeficientes piezelétricos, neste caso o de deformação d_{31} .

Esta representação, no entanto, ainda carregava consigo coeficientes não-lineares como $tg(\beta l)$, cujas influências mostraram-se evidenciadas próximas às frequências de ressonância mecânica do atuador. Buscou-se então, explorarem-se as características específicas de operação a que o atuador estava sujeito; bem como em suas próprias, por exemplo, o modo de operação longitudinal proporcionado por sua geometria e forma de excitação.

Com isto, verificou-se, através da determinação da impedância teórica do atuador acoplado/desacoplado à viga, que ao se reduzir seu modelo pode a uma capacitância pura de valor $(1 - k_{31}^2) \cdot C_p^T$, conseguiu-se uma boa representatividade do comportamento do sistema dentro da banda frequências de interesse, o que pôde ser observado através da análise experimental da impedância de alguns modelos de atuador submetidos as mesmas situações.

Através do conhecimento propiciado pela análise eletromecânica (teórica) e dos resultados experimentais obtidos, pôde-se então estabelecer de forma mais clara as restrições e limitações a que os modelos utilizados estão submetidos. Pois, variando-se os parâmetros do conversor, da viga ou do atuador as hipóteses iniciais podem não se sustentar, levando a aproximação inicial a produzir resultados indesejados nas respostas em malha aberta e fechada.

Assim, a determinação do comportamento do atuador fica totalmente associada à estrutura na qual este está acoplado, o que pode tornar o seu uso em aplicações que envolvam geometrias mais complexas, do corpo a ser controlado e/ou do atuador, proibitivas sem uma prévia análise de seu comportamento.

Apesar disto, ao se analisarem os resultados teóricos e experimentais obtidos para o conversor projetado, constata-se que através de um ajuste adequado dos parâmetros e claro, da escolha adequada dos compensadores, estruturas relativamente simples, foram capazes de prover o seguimento do sinal de referência e a rejeição as perturbações, ou seja, aplicando-se o sinal adequado a partir das informações dos modos da estrutura que se desejam controlar/atenuar, o conversor apresentou-se funcional dentro das especificações de projeto impostas.

É importante salientar que, embora a estratégia de acionamento implantada tenha sido capaz de prover o comportamento desejado, para a resposta do atuador, aspectos como a melhora na linearidade de sua resposta (curva Q vs D) e da controlabilidade dos modos de vibração insensíveis deixam margem a diversas análises, do ponto de vista de posição de fixação, número e geometria dos atuadores utilizados, que fogem do escopo proposto no trabalho.

Já, do ponto de vista da eletrônica de potência observa-se ao final da análise dos atuadores piezelétricos que, não só os amplificadores comutados são capazes de prover seu acionamento em corrente, com a troca de energia com o barramento, diferentemente das estruturas lineares convencionais, possibilitando assim um melhor aproveitamento da energia circulante pela estrutura, mas também que diversas estruturas, claro observando-se as restrições de projeto, são capazes de fazê-lo. O que abre outras possibilidades de análise futuras que, por exemplo, enfoquem a não só a exploração da forma mais adequada de acionamento do atuador mas também, estrutura e modulação mais adequadas.

Capítulo 7

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1]. W. G. CADY, “PIEZOELECTRICITY: AN INTRODUCTION TO THE THEORY AND APPLICATIONS OF ELECTROMECHANICAL PHENOMENA IN CRYSTALS”. DOVER PUBLICATIONS, INC – NEW YORK, 1964 – VOL. 1;
- [2]. W. P. MASON, ELECTROMAGNETIC TRANSDUCERS AND WAVE FILTERS. NY: 2ND ED., D. VAN NOSTRAND COMPANY INC., p. 399-404, 1948;
- [3]. M. E. LINES E A. M. GLASS, “PRINCIPLES AND APPLICATIONS OF FERROELECTRICS AND RELATED MATERIALS”. CLARENDON PRESS – OXFORD, 1977;
- [4]. L. BELLAICHE AND D. VANDERBILT, “*INTRINSIC PIEZOELECTRIC RESPONSE IN PEROVSKITE ALLOYS: PMN-PT VERSUS PZT*”. PHYSICAL REVIEW LETTERS, VOL. 83 – Nº 7, 16 AUGUST 1999 – PHYSICS DEPARTMENT, UNIVERSITY OF ARKANSAS;
- [5]. Y. BAR-COHEN, S. SHERRIT AND S. LIH, “*CARACTERIZATION OF THE ELECTROMECHANICAL PROPERTIES OF EAP MATERIALS*”. PROCEEDINGS OF EAPAD, SPIE’S 8TH ANNUAL INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON SMART STRUCTURES AND MATERIALS, 5-8 MARCH, 2001, NEWPORT, CA PAPER NO 4329-43;
- [6]. IEEE STD. 176-1987, “STANDARD ON PIEZOELECTRICITY”, IEEE, NEW YORK, N.Y., 1987;

- [7]. N. H. HAGOODE VON A. FLOTOW, “DAMPING OF STRUCTURAL VIBRATIONS WITH PIEZOELECTRICAL MATERIALS AND PASSIVE ELECTRICAL NETWORKS”, JOURNAL OF SOUND AND VIBRATION, VOL 146, Nº2, PP.243-268;
- [8]. SETTER, NAVA, “PIEZOELECTRIC MATERIALS IN DEVICES”. CERAMICS LABORATORY – EPFL SWISS FEDERAL INSTITUTE OF TECHNOLOGY, LAUSANE 1015 – SUÍÇA, 05/2002;
- [9]. S. BEHRENS, S. O. REZA MOHEIMANI, “OPTIMAL RESISTTVE ELEMENTS FOR MULTIPLE MODE SHUNT DAMPING OF A PIEZOELECTRIC LAMINATE BEAM”, PROCEEDINGS OF THE 39º CONFERENCE ON DECISION AND CONTROL, DEC/2000, PP 4018–4023;
- [10]. A. AGNENI, G. COPPOTELLI, “MODAL PARAMETER PREDICTION FOR STRUCTURES WITH RESISTIVE LOADED PIEZOELECTRIC DEVICES”, TECHNICAL NOTE – SOCIETY FOR EXPERIMENTAL MECHANICS, VOL.44, Nº1, FEB/2004, PP 97–100;
- [11]. O. M. FEIN, L. GAUL, “ON THE APLPLICATION OF SHUNTED PIEZOELECTRIC MATERIAL TO ENHANCE STRUCTURAL DAMPING OF A PLATE”, JOURNAL OF INTELLIGENT MATERIAL SYSTEMS AND STRUCTURES, VOL. 15— SEP/OCT 2004, PP 737–743;
- [12]. A. J. FLEMING, S. O. R. MOHEIMANI, “ADAPTATIVE PIEZOELECTRIC SHUNT DAMPING”, SMART MATERIALS AND STRUCTURES, VOL 12, 2003, PP 36–48;
- [13]. A. J. FLEMING, S. BEHRENS, O. R. MOHEIMANI, “OPTIMIZATION AND IMPLEMENTATION OF MULTIMODE PIEZOELECTRIC SHUNT DAMPING SYSTEMS”, IEEE/ASME TRANSACTIONS ON MECHATRONICS, VOL 7, Nº1, MAR/2002, PP 87–94;
- [14]. S. O. REZA MOHEIMANI, “A SURVEY OF RECENT INNOVATIONS IN VIBRATION DAMPING AND CONTROL USING SHUNTED PIEZOELECTRIC TRANSDUCERS”, IEEE TRANSACTIONS ON CONTROL SYSTEMS TECHNOLOGY, VOL 11, Nº 4, JULY/2003, PP 482 – 494;

- [15]. V. STEFFEN J., D. A. RADE, “FUNDAMENTOS E APLICAÇÕES DE MATERIAIS INTELIGENTES”, ANAIS DO 3º CONGRESSO TEMÁTICO DE DINÂMICA E CONTROLE DA SBMAC, MAIO/JUNHO 2004.
- [16]. R. H. S. RIODAN, “SIMULATED INDUCTORS USING DIFERENTIAL AMPLIFIERS”, IEE ELECTRONIC LETTERS, VOL 3, Nº 2, 1967, pp 50–51;
- [17]. S. Y. WU, “METHOD FOR MULTIPLE MODE SHUNT DAMPING OF STRUCTURAL VIBRATION USING A SINGLE PZT TRANSDUCER”, PROCEEDINGS OF SPIE: SMART STRUCTURES AND MATERIALS: SMART STRUCTURES AND INTELLIGENT SYSTEM, Nº 3327, MARCH/1998, pp 129–168;
- [18]. W. W. CLARK, “VIBRATION CONTROL WITH STATE–SWITCHED PIEZOELECTRIC MATERIALS”, JOURNAL OF INTELLIGENT MATERIAL SYSTEMS AND STRUCTURES, VOL 11, APRIL/2000, pp 263–271;
- [19]. A. RAMARATNAM, N. JALILI, D. M. DAWSON, “SEMI–ACTIVE VIBRATION CONTROL USING PIEZOELECTRIC–BASED SWITCHED STIFFNESS”, PROCEEDINGS OF THE AMERICAN CONTROL CONFERENCE, JUNE-JULY/2004, pp 5461–5466;
- [20]. C. NEWCOMB, I. FLNN, “IMPROVING THE LINEARITY OF PIEZOELECTRIC CERAMIC ACTUATORS”, ELECTRONIC LETTERS, VOL 18, Nº 11, 1982, pp 442–444;
- [21]. R. H. COMSTOCK, “CHARGE CONTROL OF PIEZOELECTRIC ACTUATORS OF PIEZOELECTRIC CERAMIC ACTUATORS”, US PATENT, 4.263.527, 1981;
- [22]. J. SIROHI, I. CHOPRA, “FUNDAMENTAL BEHAVIOR OF PIEZOCERAMIC SHEET ACTUATORS”, JOURNAL OF INTELLIGENT MATERIAL SYSTEMS AND STRUCTURES, VOL. 11—JANUARY 2000;
- [23]. *R. KRIMHOLTZ, D.A. LEEDOM, G.L. MATTHAEI, “NEW EQUIVALENT CIRCUIT FOR ELEMENTARY PIEZOELECTRIC TRANSDUCERS”, ELECTRON LETTERS, ELECTRON LETT. 6, pp. 398 – 399, 1970;

* Referência extraída de [24]

- [24]. S. SHERRIT, *ET AL.*, “COMPARISON OF THE MASON AND KLM EQUIVALENT CIRCUITS FOR PIEZOELECTRIC RESSONATORS IN THE THICKNESS MODE”, IEEE – ULTRASONICS SYMPOSIUM, PP. 921 – 926, 1999;
- [25]. C. T. WANG, “APPLIED ELASTICITY”, MCGRAW-HILL, NEW YORK, N.Y. 1953;
- [26]. K.N. TONG, “THEORY OF MECHANICAL VIBRATION”, JOHN WILEY & SONS, NEW YORK, 1963, P. 348;
- [27]. E. SKUNDRZYK, “SIMPLE AND COMPLEX VIBRATORY SYSTEMS”, PENNSYLVANIA STATE UNIVERSITY PRESS, PENNSYLVANIA, 1968, P. 514.
- [28]. W. E. BOYCE, R.C. DIPRIMA, “ELEMENTARY DIFFERENTIAL EQUATIONS AND BOUNDARY VALUE PROBLEMS”, 5TH. ED.-NEW YORK:J. WILEY,1992;
- [29]. CHULL H. PARK. “ON THE CIRCUIT MODEL OF PIEZOCERAMICS”, JOURNAL OF INTELLIGENT MATERIAL SYSTEMS AND STRUCTURES, VOL. 12, JULY 2001;
- [30]. ADRIAENS, HAN J.; KONING, WILLEM L.; BANNING, REINDER. “MODELING PIEZOELECTRIC ACTUATORS”. IEEE/ASME TRANSACTIONS ON MECHATRONICS, VOL. 5, No 4 – DECEMBER 2000;
- [31]. CHIH-YI LIN, “DESIGN AND ANALISYS OF PIEZOELECTRIC TRANSFORMER CONVERTER”. BLACKSBURG, VIRGINIA: DISSERTATION . JULY, 1997;
- [32]. J. W. NILSSON, “CIRCUITOS ELÉTRICOS ” , 5ª ED. – RIO DE JANEIRO: RJ, LTC, 1999;
- [33]. E. F. CRAWLEY, J. DE LUIS, “USE OF PIEZOELECTRIC ACTUATORS AS ELEMENTS FO INTELLIGENT STRUCTURES”. AMERICAN INSTITUTE OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS, VOL. 25, Nº 10, PP. 1373 – 1385, 1987;
- [34]. S. BEHRENS, “PASSIVE AND SEMI-ACTIVE VIBRATION CONTROL OF PIEZOELECTRIC LAMINATES”, MASTER’S THESIS, UNIVERSITY OF NEW CASTLE, AUSTRALIA, DEPT. OF ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING, 2000;

- [35]. C. PARK, C. WALZ, I. CHOPRA, “BENDING AND TORSION MODELS OF BEAMS WITH INDUCED-STRAIN ACTUATORS”. SMART MATERIALS AND STRUCTURES, VOL. 5, PP. 98 – 113, 1996;
- [36]. S. BHALLA , C. K. SOH, “ELECTROMECHANICAL IMPEDANCE MODELING FOR ADHESIVELY BONDED PIEZO-TRANSDUCERS”. JOURNAL OF INTELLIGENT MATERIALS SYSTEMS AND STRUCTURES, VOL. 15, 2004, PP. 955 – 972;
- [37]. D. L. G. JONES, “HANDBOOK OF VISCOELASTIC VIBRATION DAMPING”, JOHN WILEY & SONS LTD, CHANDLER, ARIZONA, 2001, P. 391;
- [38]. C. R. FULLER, S. J. ELLIOTT, P. A. NELSON, “ACTIVE CONTROL OF VIBRATION”, ACADEMIC PRESS, 1996;
- [39]. D. J. INMAN, “ENGINEERING VIBRATION 2ND EDITION”, PRENTICE HALL, P.625;
- [40]. C. W. DE SILVA, “VIBRATION: FUNDAMENTALS AND PRACTICE”, CRC PRESS, BOCA RATON, FLORIDA, 2000, P.957;
- [41]. MOHEIMANI, “SPATIAL CONTROL OF VIBRATION”. LIVRO;
- [42]. R. VAN DER ZEE, “HIGH EFFICIENCY AUDIO POWER AMPLIFIERS: DESIGN AND PRACTICAL USE”, PHD THESIS, UNIVERSITY OF TWENTE IN ENSCHEDE , DEPT. OF ELECTRICAL ENGINEERING, NETHERLANDS, 1999;
- [43]. B. DUNCAN, “HIGH PERFORMANCE AUDIO POWER AMPLIFIERS, FOR MUSIC PERFORMANCE AND REPRODUCTION”, NEWNES, JORDAN HILL, GREAT BRITAIN, 1997, P.463;
- [44]. J. MOIA, “AMPLIFICADOR COMUTADO PARA UM ATUADOR PIEZELÉTRICO”, DISSERTAÇÃO DE MESTRADO, UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA, 2004;
- [45]. F. W. HEERDT, “AMPLIFICADORES CHAVEADOS PARA APLICAÇÃO EM ÁUDIO”, DISSERTAÇÃO DE MESTRADO, UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA, 1997;

- [46]. F. BORTONI, “ANÁLISE, DIMENSIONAMENTO E AVALIAÇÕES DE ESTÁGIOS DE POTÊNCIA DE AMPLIFICADORES DE ÁUDIO CLASSE A, B, AB, G E H”, DISSERTAÇÃO DE MESTRADO, UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA, 1999;
- [47]. S. CHANDRASEKARAN, D. K. LINDNER, R. C. SMITH, “OPTIMIZED DESIGN OF SWITCHING AMPLIFIERS FOR PIEZOELECTRIC ACTUATORS”, JOURNAL OF INTELLIGENT MATERIAL SYSTEMS AND STRUCTURES, VOL 11, PP. 887 – 901, NOV. 2000;
- [48]. ALLEN *ET ALL* , “POWER SYSTEMS AND REQUIREMENTS FOR INTEGRATION OF SMART STRUCTURES INTO AIRCRAFT”, JOURNAL OF INTELLIGENT MATERIAL SYSTEMS AND STRUCTURES, VOL 15, PP. 304 – 315, APRIL. 2004;
- [49]. J. SIROHI, I. CHOPRA, “DESIGN AND DEVELOPMENT OF HIGH PUMPING FREQUENCY PIEZOELECTRIC–HYDRAULIC HYBRID ACTUATOR”, JOURNAL OF INTELLIGENT MATERIAL SYSTEMS AND STRUCTURES, VOL 14, PP. 135 – 147, MARCH. 2003;
- [50]. D. C. MARTINS, I. BARBI, “INTRODUÇÃO AO ESTUDO DOS CONVERSORES CC–CA”, FLORIANÓPOLIS – SC. EDIÇÃO DOS AUTORES. MAIO 2005;
- [51]. F. P. DE SOUZA, “CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA DE INSTALAÇÕES DE BAIXA POTÊNCIA EMPREGANDO FILTROS ATIVOS”, TESE DE DOUTORADO, UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA, JUNHO 2000;
- [52]. W. M. PASTORELLO FILHO “CONTROLE POR MODO COMPLEMENTAR APLICADO AO CONVERSOR BOOST”, TESE DE DOUTORADO, UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA, MAIO 2003;
- [53]. I. BARBI, “ELETRÔNICA DE POTÊNCIA”, FLORIANÓPOLIS – SC. 5ª ED. 2005;
- [54]. I. BARBI, “CONVERSORES CC–CC BÁSICOS NÃO ISOLADOS”, FLORIANÓPOLIS – SC. EDIÇÃO DO AUTOR. 2000;

- [55]. D.G. HOLMES, T. A. LIPO, “PULSE WIDTH MODULATION FOR POWER CONVERTERS – PRINCIPLES AND PRACTICE”. IEEE–PRESS, 445 HOES LANE, PISCATAWAY, NJ 2003;
- [56]. N. MOHAN, T. M. UNDELAND, W. P. ROBBINS, “POWER ELECTRONICS – CONVERTERS, APPLICATIONS, AND DESIGN”, JOHN WILEY & SONS, INC. 2º EDITION, NEW YORK, 1995;
- [57]. P. D. ZIOGAS, “THE DELTA MODULATION TECHNIQUE IN STATIC PWM INVERTERS”. IEEE TRANS. IND. APPLICATION, v.IA–17, n.2, MAR/APR 1982, p. 199–204;
- [58]. F. H. GERENT, “METODOLOGIA DE PROJETO DE INVERSORES MONOFÁSICOS DE TENSÃO PARA CARGAS NÃO–LINEARES”. DISSERTAÇÃO DE MESTRADO, UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA, 2005;
- [59]. D. M. BAKER, V. G. AGELIDIS, C. V. NAYAR, “A COMPARISON OF TRI–LEVEL AND BI–LEVEL CURRENT CONTROLLED GRID CONNECTED SINGLE–PHASE FULL BRIDGE INVERTERS”. PROCEEDINGS OF THE IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS. ISIE '97, p. 463–468;
- [60]. D. C. MARTINS, I. BARBI, “TEORIA FUNDAMENTAL DA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA – SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA, CONVERSORES CC–CC ISOLADOS, COMUTAÇÃO FORÇADA E CONVERSORES CC–CA”. INEP– APOSTILA INTERNA, FLORIANÓPOLIS, MARÇO/2001;
- [61]. R. W. ERICKSON, “FUNDAMENTALS OF POWER ELECTRONICS”. CHAPMAN AND HALL 1ST EDITION, NEW YORK, 1997;
- [62]. UC3825: DATASHEET UNITRODE
- [63]. R. P. T. BASCOPÉ, A. J. PERIN, “O TRANSISTOR IGBT APLICADO EM ELETRÔNICA DE POTÊNCIA”. 1ª EDIÇÃO – SAGRA LUZZATTO, PORTO ALEGRE, MAIO/1997;
- [64]. I. BARBI, “PROJETO DE FONTES CHAVEADAS”. 1ª EDIÇÃO – FLORIANÓPOLIS, SC: EDIÇÃO DO AUTOR, 2001;

- [65]. C. A. PETRY, “ESTABILIZADORES DE TENSÃO ALTERNADA PARA ALIMENTAÇÃO DE CARGAS NÃO-LINEARES: ESTUDO DE VARIAÇÕES TOPOLÓGICAS E MÉTODOS DE CONTROLE”. TESE DE DOUTORADO, UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA, 2005;
- [66]. K. OGATA, “ENGENHARIA DE CONTROLE MODERNO”. 3ª EDIÇÃO – RIO DE JANEIRO: RJ – LTC, 2000;
- [67]. G. FRANKLIN, J. D. POWEL, A. EMAMI-NAEINI, “FEEDBACK CONTROL OF DYNAMIC SYSTEMS” ADDISON-WESLEY LONGMAN PUBLISHING CO., INC. BOSTON, MA, USA/1993;
- [68]. S. FUKUDA, T. YODA, “A NOVEL CURRENT TRACKING MODEL FOR ACTIVE FILTERS BASED ON A SINUSOIDAL INTERNAL MODEL”. IEEE TRANS. IND. APP., VOL 37, N°3, MAY/JUNE2001, p.888–895;

Capítulo 8

ANEXOS

A. Atuadores e Sensores Piezelétricos

B. Adesivo

C. Viga

D. Projeto do Retificador de Entrada

E. Dimensionamento do Inversor

F. Diagramas Elétricos

G. Princípio dos Modelos Internos

H. Planilhas — Ajuste dos Compensadores de Corrente e Tensão

A — Atuadores e Sensores Piezelétricos

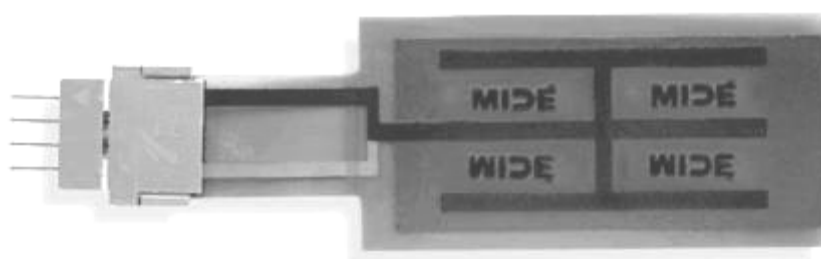
ATUADOR

Fabricante

Midè

Modelo

QP16n



Aplicação

Longitudinal



Dimensões	Total	Comprimento:	2" (50.8mm)
		Largura:	1" (25.4mm)
		Espessura:	0.01" (254μm)
	Elemento	Comprimento:	1.81" (45.97mm)
		Largura:	0.81" (20.57mm)
		Espessura:	0.006" (152.4μm)
Densidade	7700 kg/m ³		
Capacitância	137nF		
Tensão Máxima	±120 VDC		
Permissividade Relativa	2500		
Tan δ (1kHz)	0.02		
Temperatura Curie	350 °C		
Coeficientes Piezelétricos	Acoplamento		
	k _p		0.63
	k ₃₃		0.70
	k ₃₁		0.30
	k _t		0.40
	Carga/Deformação		
	d ₃₃		350 pC/N ou pm/V
	d ₃₁		-179 pC/N ou pm/V
	Tensão		
	g ₃₃		24.2 mV/m / N/m ²
	g ₃₁		-11.0 mV/m / N/m ²
	Módulo de Young	Y ₁₁ ^E	69 GPa
		Y ₃₃ ^E	55 GPa

ATUADOR

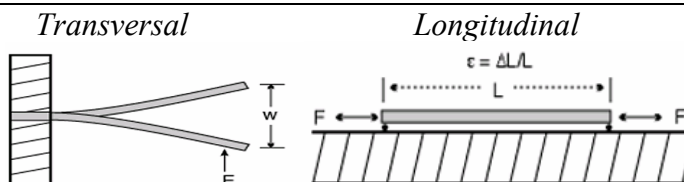
Fabricante

MSI-USA

Modelo

FLDT1-028k

Aplicação



Dimensões

Total

Comprimento:

1.63" (41.40mm)

Largura:

0.64" (16.26mm)

Espessura:

0.009" (228.6μm)

Elemento

Comprimento:

1.18" (29.93mm)

Largura:

0.48" (12.19mm)

Espessura:

0.0011" (28.00μm)

Densidade

1780 kg/m³

Capacitância

380 pF/m² @ 1kHz

Tensão Máxima

± 750VDC @ 25 °C

Permissividade
Relativa

12 – 13

tan δ (1kHz)

0.02

Temperatura Curie

135 °C

Coeficientes
Piezelétricos**Acoplamento** k_{31}

0.12

 k_t

0.14

Carga/Deformação d_{33}

-33 pC/N ou pm/V

 d_{31}

23 pC/N ou pm/V

Tensão g_{33} -330 mV/m / N/m² g_{31} 216 mV/m / N/m²

Módulo de Young

 Y_{33}^E

2 – 4 GPa

B – Características do Adesivo



Internet Address:
www.emersoncuming.com

Technical Data Sheet ECCOBOND® 45 / CATALYST 15 General Purpose, Adjustable Flexibility Epoxy Adhesive

Properties of Material As Supplied:

Property	Test Method	Unit	ECCOBOND 45	CATALYST 15
Chemical Type			Epoxy	Amine
Appearance	Visual		Black	Black
Density	ASTM-D-792	g/cm ³	1.58	0.97
Brookfield Viscosity	ASTM-D-2393	Pa.s cP	225 225,000	25 25,000

Properties of Material As Mixed:

Property	Test Method	Unit	Value		
			Rigid	Semi-rigid	Flexible
Mix Ratio - Amount of Catalyst 15 per 100 parts of ECCOBOND 45		By Weight	50	100	150
Working Life (100 g @ 25°C)	ERF 13-70	minutes	120	140	160
Density	ASTM-D-792	g/cm ³	1.34	1.24	1.18
Brookfield Viscosity	ASTM-D-2393	Pa.s cP	37 37,000	37 37,000	36 36,000

Properties of Material After Application:

Property	Test Method	Unit	Value		
			Rigid	Semi-rigid	Flexible
Hardness	ASTM-D-2240	Shore	80D	60D	60A
Tensile Lap Shear Strength Aluminum to Aluminum @ 25°C	ASTM-D-1002	mPa psi	17 2,500	13 1,900	4 600
Aluminum to aluminum @ 65°C		mPa psi	10 1,400		
Water Absorption (24 hours)	ASTM-D-570	%	0.2	0.5	
Coefficient of Thermal Expansion α^1 α^2	ASTM-D-3386	10 ⁻⁶ /°C 10 ⁻⁶ /°C	58 158	73 173	87 209
Glass Transition Temperature		°C	48	23	11
Thermal Conductivity	ASTM-D-2214	W/m.K Btu-in/hr-ft ² -°F	0.35 2.4	0.35 2.4	0.35 2.4
Temperature Range of Use		°C	-40 to +90	-55 to +80	-55 to +65
Dielectric Strength	ASTM-D-149	kV/mm V/mil	14 350	14 350	14 350
Dielectric Constant @ 60 Hz @ 1 kHz @ 1 MHz	ASTM-D-150	-	4.4 4.1 3.4	3.3	
Dissipation Factor @ 60 Hz @ 1 kHz @ 1 MHz			0.04 0.04 0.03		
Volume Resistivity @25°C			>10 ¹³	>10 ¹³	>10 ¹⁰

C — Viga

O equacionamento, para obtenção da equação dinâmica de uma viga em flexão, pode ser obtido em diversas referências tal como *Inman* [39], *Skundrzik* [27], *Silva* [40] entre outros. Sendo apenas reproduzido neste anexo com o objetivo de esclarecer ao leitor as origens das equações citadas no texto. Observa-se apenas que esta dedução ignora os efeitos de cisalhamento e rotação do material.

Na Fig. C-8-1 tem-se ilustrada uma viga engastada sujeita as forças na direção indicada, as deflexões na direção x_3 são dadas por $v(x_1, t)$. A viga possui seção transversal $A(x_1)$ com largura w_b , espessura h_b e comprimento l . Também associado a viga há a rigidez flexural $Y_b I_b(x_1)$, onde Y_b é o módulo de elasticidade (ou de Young) do material e, $I_b(x_1)$ é o momento de inércia de área da seção transversal em relação a x_3 .

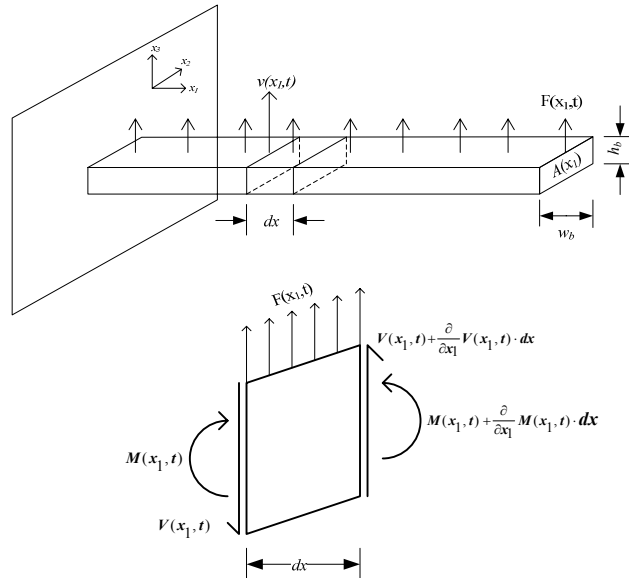


Fig. C-8-1 — Detalhe dos esforços na seção transversal de uma viga em flexão pura.

Da teoria de mecânica dos sólidos, a viga é submetida a um momento $M(x_1, t)$ que está relacionado com a flexão $v(x_1, t)$, por

$$M(x_1, t) = Y_b I_b(x_1) \frac{\partial^2}{\partial x_1^2} v(x_1, t) \quad (C-1)$$

Um modelo para vibração em função da flexão pode ser obtido através da análise do diagrama de forças em Fig. C-8-1. Assumindo-se que a deformação por cisalhamento é desprezível, o somatório dessas forças na direção x_3 resulta em C-2.

$$\left(V(x_1, t) + \frac{\partial}{\partial x_1} V(x_1, t) \right) - V(x_1, t) + F(x_1, t) = \rho_b A(x_1) dx \frac{\partial^2}{\partial t^2} v(x_1, t) \quad (C-2)$$

Onde $V(x_1, t)$ é a tensão cisalhante atuando na face do elemento dx , $F(x_1, t)$ e o termo à direita da igualdade são respectivamente a força aplicada e a inércia do elemento.

A seguir, somando-se os momentos que agem no elemento infinitesimal, em relação ao eixo x_2 , chega-se a C-3.

$$\left(M(x_1, t) + \frac{\partial}{\partial x_1} M(x_1, t) \right) dx - M(x_1, t) + \left(V(x_1, t) + \frac{\partial}{\partial x_1} V(x_1, t) \cdot dx \right) dx + (F(x_1, t) \cdot dx) \frac{dx}{2} = 0 \quad (C-3)$$

Assume-se que o lado esquerdo de C-3 é nulo, pois, foram desprezados os efeitos inerciais de rotação do elemento dx . Simplificando-se a expressão chega-se a:

$$\left(\frac{\partial}{\partial x_1} M(x_1, t) + V(x_1, t) \right) dx + \left(\frac{\partial}{\partial x_1} V(x_1, t) + \frac{F(x_1, t)}{2} \right) dx^2 = 0 \quad (C-4)$$

Dado que dx é suposto infinitesimal, pode-se ignorar o termo dx^2 , disto resulta que o esforço cortante e o momento na viga estão relacionados através de C-5.

$$V(x_1, t) = -\frac{\partial}{\partial x_1} M(x_1, t) \quad (C-5)$$

Substituindo-se esta relação em C-4 e C-2 e, dividindo-se o resultado por dx , obtém-se C-5, que é conhecida como a equação de viga de Euler-Bernoulli [39] [38].

$$\frac{\partial}{\partial x_1^2} \left(Y_b I_b(x_1) \frac{\partial}{\partial x_1^2} v(x_1, t) \right) + \rho_b A(x_1) \frac{\partial^2}{\partial t^2} v(x_1, t) = F(x_1, t) \quad (C-5)$$

Tem-se ainda C-6, que é decorrente da ortogonalidade dos modos de vibração.

$$\int_0^L \varphi_i(x) \cdot \varphi_j(x) dx = \delta_{ij} \rightarrow \begin{matrix} 0 & \Leftrightarrow & i \neq j \\ \frac{L}{2} & \Leftrightarrow & i = j \end{matrix} \quad (C-6)$$

Setup de Testes e Análise do Método de Fixação

Equipamento utilizado

- 1 Analisador de sinais *Scadas*® III (LMS)
- 1 Acelerômetro 2,4 gramas tipo 4393 (B&K) – Sensibilidade $0,3222 \text{ pC/m.s}^{-2}$
- 1 Martelo com transdutor de força 3,2 gramas tipo 8203 (B&K) – Sensibilidade $3,4 \text{ pC/N}$.

Setup da impactação

- Faixa de frequência analisada: 0 – 6,4 kHz.
- Número de linhas espectrais: 8192
- Tipo da janela do acelerômetro: Exponencial
- Tipo da janela do martelo: Força
- Número de médias por ponto: 3

Primeiramente, o modelo analítico de vibração transversal da viga foi resolvido no software *Matlab*® para conhecer-se a posição dos nós de cada modo. Feito isso, a posição de dois nós do primeiro e segundo modo foram marcadas na viga, círculos brancos na parte superior da Fig. C-8-2. Também se podem notar os treze pontos equidistantes, de 25 mm ao longo do eixo da viga, utilizados como pontos de medição.

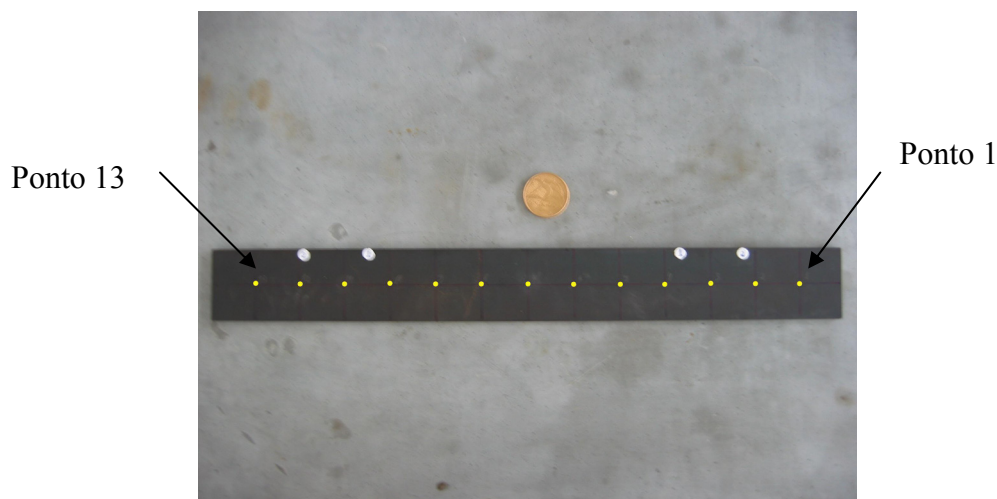


Fig. C-8-2: viga com marcação dos nós dos modos e pontos de medição.

Então para se determinar a influência da posição dos fios de fixação no *amortecimento* dos modos, medições foram realizadas com a viga em duas posições distintas: próximos às extremidades da viga, região de grande deslocamento do primeiro modo, e nos nós do primeiro modo. Com isto foi possível traçarem-se as curvas que mostram a resposta do ponto 1 nas duas medições, ilustradas na Fig. C-8-3.

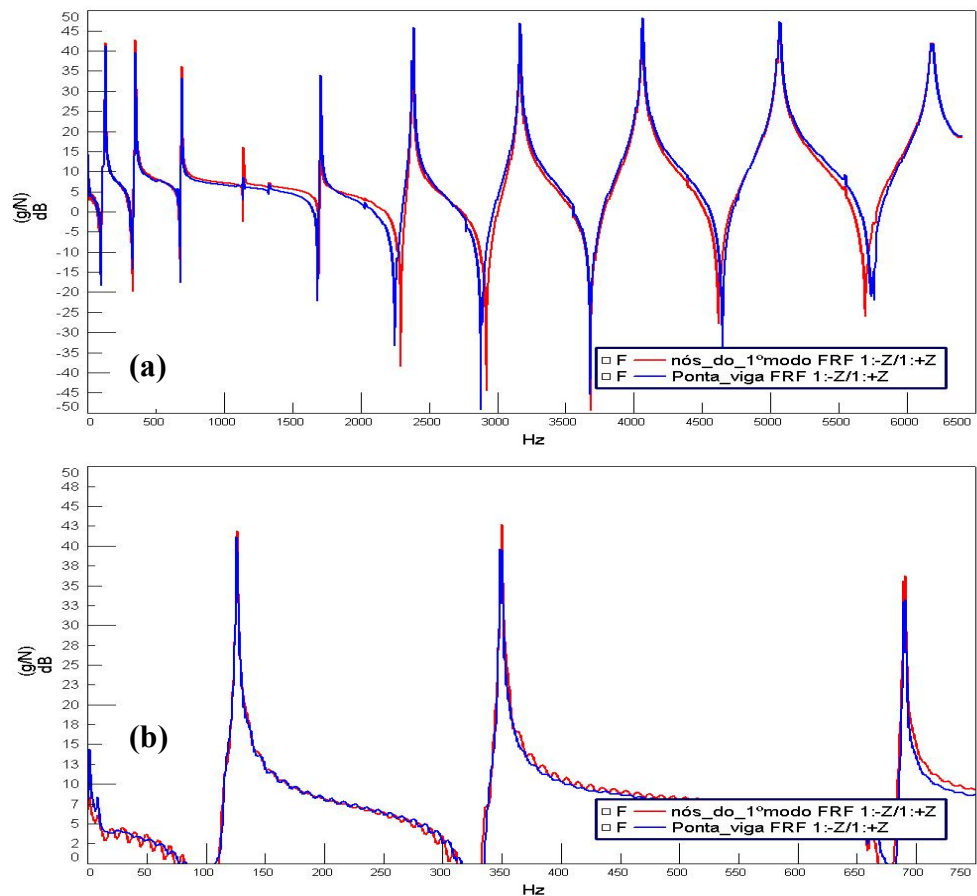






















Fig. C-8-3 — FRF do Ponto 1 para as duas medições: (a) Alteração dos modos; (b) Visão ampliada do amortecimento introduzido.

Através dos resultados obtidos é perceptível a diferença da amplitude nos três primeiros modos e, quando se calculam os parâmetros modais a partir da soma das FRFs de cada experimento, fica bastante clara a influência da posição dos fios no amortecimento da estrutura. A diferença no amortecimento é bastante acentuada nos três primeiros modos, como pode ser visto na Tabela C-1.

Tabela C-1 — Parâmetros modais identificados variando-se o ponto de fixação.

Suspensa nos nós do 1º modo	Suspensa pelas extremidades
 Mode 1 : 126.258 Hz, 0.01 %	 Mode 1 : 126.148 Hz, 0.06 %
 Mode 2 : 350.002 Hz, 0.02 %	 Mode 2 : 349.586 Hz, 0.06 %
 Mode 3 : 690.221 Hz, 0.01 %	 Mode 3 : 690.155 Hz, 0.04 %
 Mode 4 : 1143.462 Hz, 0.01 %	 Mode 4 : 1144.025 Hz, 0.03 %
 Mode 5 : 1708.776 Hz, 0.02 %	 Mode 5 : 1708.658 Hz, 0.02 %
 Mode 6 : 2384.014 Hz, 0.02 %	 Mode 6 : 2384.338 Hz, 0.02 %
 Mode 7 : 3169.111 Hz, 0.07 %	 Mode 7 : 3169.935 Hz, 0.06 %
 Mode 8 : 4064.651 Hz, 0.08 %	 Mode 8 : 4064.540 Hz, 0.09 %
 Mode 9 : 5070.116 Hz, 0.11 %	 Mode 9 : 5069.434 Hz, 0.10 %
 Mode 10 : 6186.761 Hz, 0.16 %	 Mode 10 : 6186.569 Hz, 0.14 %

Os parâmetros modais apresentados foram estimados utilizando-se a função de identificação de modos *Polimax*, disponível no programa *TestLab®* da LMS.

Os dois experimentos citados acima foram feitos mantendo o acelerômetro fixo e impactando-se os pontos demarcados com o martelo (*Roving Hammer Test*).

Outra forma de excitar os modos da estrutura é manter a excitação em um ponto fixo e percorrer-se à estrutura com o acelerômetro (*Roving Accelerometer Test*). Uma impactação com este método foi efetuada e confirmou-se que o efeito da massa do acelerômetro em diferentes pontos da estrutura causa distorções nas FRFs.

Observações

Como pôde ser observada, a diferença de amortecimento introduzido na estrutura muda significativamente dependendo da posição dos fios, assim:

- Sempre que possível, as medições devem ser feitas mantendo o acelerômetro fixo (*Roving Hammer Test*). Desta forma evitam-se as distorções das FRFs.
- Também pode ser observado, que conforme esperado, o efeito puramente mecânico do PZT colado à viga é desprezível. Isso se verifica através do pequeno desvio encontrado entre as frequências dos modos medido e teórico.

Isto se deve a fatores como a semelhança do módulo de elasticidade da viga e do PZT e à pequena massa do atuador quando comparado com a massa da viga.

D — Projeto do Retificador de Entrada

Para a determinação dos esforços dos elementos de potência, descritos a seguir, serão consideradas as situações extremas de operação da estrutura. As especificações utilizadas para o projeto das etapas do conversor são as seguintes:

D.1 - Dados:

Frequência da fonte de alimentação:	$f := 60\text{Hz}$
Tensão eficaz de alimentação:	$V_{s_{ef}} := 220\text{V}$
Ondulação máxima do valor eficaz de $V_{s_{ef}}$:	$\Delta V_s := 0.10$
Tensão média de saída:	$V_o := 311\text{V}$
Potência de saída:	$P_o := 100\text{W}$
Ondulação de tensão no capacitor de entrada C_E :	$\Delta V_g := 0.05$
Rendimento aproximado:	$\eta := 0.85$

De acordo com os dados fornecidos pode-se obter que:

D.1.1) Resistência nominal de carga:

$$R_o := \frac{V_o^2}{P_o} \quad \boxed{R_o = 967.21\Omega}$$

D.1.2) Corrente média de carga:

$$I_o := \frac{P_o}{V_o} \quad \boxed{I_o = 0.322\text{A}}$$

D.1.3) Tensão de pico da fonte de alimentação:

Devido à variação admitida da tensão de entrada, esta pode assumir valores máximos distintos dependendo da situação, com isto tem-se que:

D.1.3.1) *Máximo*

$$V_{s_{pmx}} := \sqrt{2} \cdot V_{s_{ef}} (1 + \Delta V_s) \quad \boxed{V_{s_{pmx}} = 342.24\text{V}}$$

D.1.3.2) *Mínimo*

$$V_{s_{pmin}} := \sqrt{2} \cdot V_{s_{ef}} \cdot (1 - \Delta V_s) \quad \overline{V_{s_{pmin}} = 280.014V}$$

D.1.3.3) *Nominal*

$$V_{s_{pnom}} := \sqrt{2} \cdot V_{s_{ef}} \quad \overline{V_{s_{pnom}} = 311.127V}$$

D.1.4) Valor médio da tensão de saída do estágio retificador:

Com a variação da amplitude da tensão de alimentação, é natural que o valor médio de saída (V_g) também apresente alterações em seu valor, assim sendo, tem-se que:

D.1.4.1) *Máximo*

$$V_{g_{mx}} := V_{s_{pmx}} \cdot (1 - \Delta V_g) \quad \overline{V_{g_{mx}} = 325.128V}$$

D.1.4.2) *Mínimo*

$$V_{g_{min}} := V_{s_{pmin}} \cdot (1 - \Delta V_g) \quad \overline{V_{g_{min}} = 266.014V}$$

D.1.4.3) *Nominal*

$$V_g := V_{s_{pnom}} \cdot (1 - \Delta V_g) \quad \overline{V_g = 295.571V}$$

D.II - Dimensionamento dos Elementos do Estágio de Entrada**Capacitor de entrada C_E** D.2.1) Tensão mínima:

Este valor de tensão ocorre quando a fonte de alimentação alcança seu valor mínimo especificado, assim:

$$V_{Cmin} := V_{g_{min}} \cdot (1 - \Delta V_g) \quad \overline{V_{Cmin} = 252.713V}$$

D.2.2) Intervalo de carga:

Assumindo que este capacitor transfere energia à carga, durante cada período da rede, no intervalo ' t_c ', para o pior caso, tem-se que:

$$t_c := \frac{\arccos\left(\frac{V_{Cmin}}{V_{s_{pmin}}}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f} \quad \overline{t_c = 1.181ms}$$

D.2.3) Capacitor de entrada:

De posse das grandezas calculadas acima, pode-se determinar o valor de C_E , através da seguinte expressão:

$$C_E := \frac{P_o}{\eta \cdot f \left(V_{s_{pmin}}^2 - V_{Cmin}^2 \right)} \quad \overline{C_E = 134.816 \mu F}$$

Como o valor calculado para C_E não é comercial, arbitra-se para este o mais próximo ao calculado, com isto seu valor e modelo passam a ser:

$$\text{EPCOS/Siemens - Eletrolítico} \quad \overline{C_E := 150 \mu F}$$

$$\text{Resistência Série Equivalente} \quad \overline{R_{SECe} := 150 \cdot 10^{-3} \Omega}$$

D.2.4) Perdas:

Devido à R_{SE} a circulação de corrente por C_E produzirá perdas, que além de provocarem seu aquecimento devem ser computadas no cálculo do rendimento da estrutura. Para o cálculo desta potência necessita-se determinar a corrente eficaz em C_E , assim:

D.2.4.1) *Corrente de Pico:*

$$I_p := C_E \cdot \frac{V_{s_{pmin}} - V_{Cmin}}{t_c} \quad \overline{I_p = 3.467 A}$$

D.2.4.1) *Corrente Eficaz - Componente em baixa frequência:*

$$I_{C1ef} := I_p \cdot \sqrt{2 \cdot t_c \cdot f - (2 \cdot t_c \cdot f)^2} \quad \overline{I_{C1ef} = 1.209 A}$$

D.2.4.3) *Perda em C_E :*

$$P_{CE} := R_{SECe} \cdot I_{C1ef}^2 \quad \overline{P_{CE} = 0.219 W}$$

D.III - Diodos da ponte retificadora "D_{1,2,3,4}"

D.3.1) Esforços de Corrente:

D.3.1.1) *Corrente de Pico:*

A corrente de pico nos diodos da ponte é igual a do capacitor C_E , assim:

$$I_{Dp} := I_p \quad \overline{I_{Dp} = 3.467 A}$$

D.3.1.2) *Corrente de Média:*

Como cada par de diodos conduz a corrente de carga do capacitor durante metade do período da rede, tem-se:

$$I_{Dmed} := \frac{P_o}{2 \cdot \eta \cdot V_{Cmin}} \quad \overline{I_{Dmed} = 0.233 A}$$

D.3.1.3) *Corrente de Eficaz:*

$$I_{Def} := I_p \cdot \sqrt{t_c \cdot t} \quad \boxed{I_{Def} = 0.923 \text{ A}}$$

D.3.2) Esforços de Tensão:

A maior tensão reversa a que os diodos da ponte retificadora são submetidos, ocorre quando a tensão da fonte de alimentação alcança seu máximo especificado, assim:

$$V_{Dpico} := V_{s_{pmx}} \quad \boxed{V_{Dpico} = 342.24 \text{ V}}$$

D.3.3) Especificação do Diodo:

Baseado nos valores calculados para as grandezas de interesse, optou-se pelo uso do diodo do tipo:

Recuperação Padrão/Modelo: 1N5404

Queda de Tensão Direta: $\boxed{V_{Don} := 0.75 \text{ V}}$

Resistência em Condução: $\boxed{R_{Don} := 8.254 \cdot 10^{-3} \Omega}$

D.3.4) Perdas

Devido as não-idealidades do semicondutor há a dissipação de potência sobre seu invólucro. Essas perdas são oriundas das etapas de condução e comutação, e podem ser obtidas como segue.

As perdas em condução do diodo podem ser obtidas da seguinte forma:

D.3.4.1) *Perdas em Condução*

$$P_{Don} := V_{Don} \cdot I_{Dmed} + R_{Don} \cdot I_{Def}^2 \quad \boxed{P_{Don} = 0.182 \text{ W}}$$

D.3.4.2) *Perdas de Comutação*

As perdas de comutação nestes componentes serão desprezadas, devido a baixa frequência em que este fenômeno ocorre.

E. Dimensionamento do Inversor

Devido à elevada frequência de comutação dos interruptores, sua escolha foi baseada em seu comportamento dinâmico para se reduzirem suas perdas de comutação, assim procurou-se semicondutores que agregassem fatores reduzidos, como:

- Tempos de subida e descida, do interruptor e de seu diodo intrínseco;
- Capacitâncias intrínsecas e cargas de recuperação;

Além, é claro, de atenderem aos esforços de tensão e corrente.

Deste processo, resultou a escolha do interruptor com as seguintes características:

MOSFET

Modelo:

IRPIB5N50L

Tensão Nominal:

$V_{SM} := 500V$

Resistência de Condução:

$R_{DSon} := 670m\Omega$

Tempo de Subida:

$t_r := 17ns$

Tempo de Descida:

$t_f := 10ns$

Capacitância Efetiva de Saída:

$C_{ossef} := 110pF$

DIODO Intrínseco:

Queda de Tensão:

$V_{To} := 1.5V$

Tempo de Recuperação Reversa:

$t_{rr} := 73ns$

Carga de Recuperação Reversa:

$Q_{rr} := 200nC$

Corrente Máxima de Recuperação Reversa:

$I_{rrM} := 6.7A$

Características Térmicas

Temperatura de Junção Máxima:

$T_{jM} := ^\circ C(150)$

Resistência Térmica Junção Cápsula:

$R_{thjc} := 3 \frac{\Delta^\circ C}{W}$

Resistência Térmica Junção Ambiente:

$R_{thja} := 65 \frac{\Delta^\circ C}{W}$

Cálculo dos Esforços

Tensão de Barramento:

$$\overline{V_B} := 311V$$

Frequência de Comutação:

$$\overline{f_s} := 250kHz$$

Capacitância Intrínseca do Atuador:

$$\overline{C_{pS}} := 128nF$$

Tensão Máxima no Atuador:

$$\overline{V_{pM}} := 120V$$

Máxima Frequência da Fundamental:

$$\overline{f_{1M}} := 10kHz$$

Índice de Modulação Máximo:

$$m_M := \frac{V_{pM}}{V_B}$$

$$\overline{m_M} = 0.386$$

Corrente de Pico:

$$I_p := m_M \cdot V_B \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{1M} \cdot C_{pS}$$

$$\overline{I_p} = 1A$$

Corrente Eficaz - Interruptor:

$$I_{Sef} := \frac{I_p}{2}$$

$$\overline{I_{Sef}} = 482.549mA$$

Corrente Média - Interruptor/Diodo:

$$I_{DSmed} := \frac{I_p}{\pi}$$

$$\overline{I_{DSmed}} = 307.2mA$$

Cálculo do Dissipador

Diodo Intrínseco

Perdas de condução

$$P_{d_{cond}} := V_{To} \cdot I_{DSmed}$$

$$\overline{P_{d_{cond}}} = 460.8mW$$

Perdas de comutação

$$P_{d_{com}} := Q_{rr} \cdot \frac{f_s}{2} \cdot V_B$$

$$\overline{P_{d_{com}}} = 7.775W$$

Perdas totais:

$$P_{tD} := P_{d_{com}} + P_{d_{cond}}$$

$$\overline{P_{tD}} = 8.236W$$

INTERRUPTOR

Correção da Resistência de Condução - Abaco do fabricante

$$R_{DSon} := 1.5 \cdot R_{DSon}$$

$$\overline{R_{DSon}} = 1.005\Omega$$

Perdas de condução

$$P_{s_{cond}} := R_{DSon} \cdot I_{Sef}^2$$

$$\overline{P_{s_{cond}}} = 234mW$$

Perdas de comutação

$$P_{s_{com}} := \frac{f_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{Sef} \cdot V_B$$

$$\overline{P_{s_{com}}} = 0.506W$$

Perdas totais

$$P_{tS} := P_{s_{com}} + P_{s_{cond}}$$

$$\overline{P_{tS}} = 0.741W$$

Cálculo do dissipador

Temperatura Ambiente:

$$\overline{T_a} := ^\circ C(35)$$

Temperatura de junção desejado ($T_{j_d} < T_j$):

$$\overline{T_{jD}} := ^\circ C(100)$$

Sem dissipador

$$R_{th_{jaD_sd}} := \frac{T_{jD} - T_a}{P_{tD} + P_{tS}}$$

$$\overline{R_{th_{jaD_sd}}} = 7.241 \frac{K}{W}$$

Teste da resistência térmica da cápsula sem dissipador:

$$\text{Status} := \begin{cases} \text{ok} & \text{if } R_{thja} < R_{th_{jaD_sd}} \\ \text{pd} & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$\overline{\text{Status}} = \text{"Atenção! Necessita de dissipador!"}$$

Com dissipador

Caso a resistência térmica junção ambiente seja muito elevada é necessário empregar-se um dissipador.

Resistência térmica do dissipador:

$$R_{thda} := \frac{T_{jD} - T_a}{P_{tD} + P_{tS}} - R_{thjc}$$

$$\overline{R_{thda}} = 4.241 \frac{\Delta^\circ C}{W}$$

Projeto do Indutor de Filtragem – L_f

Devido à elevada frequência de comutação, e as não-idealidades resultantes da confecção do indutor de filtragem optou-se pela utilização de um núcleo toroidal.

O material do núcleo utilizado é o *Pó de Ferro* ou **Iron Powder®**, do fabricante Micrometals. Seu projeto, por recomendação do fabricante, foi baseado no software *Design of Inductors for Power Filters®*. Os dados físicos do núcleo utilizado, bem como sua curva de indutância estão apresentados na Fig. E-8-4.

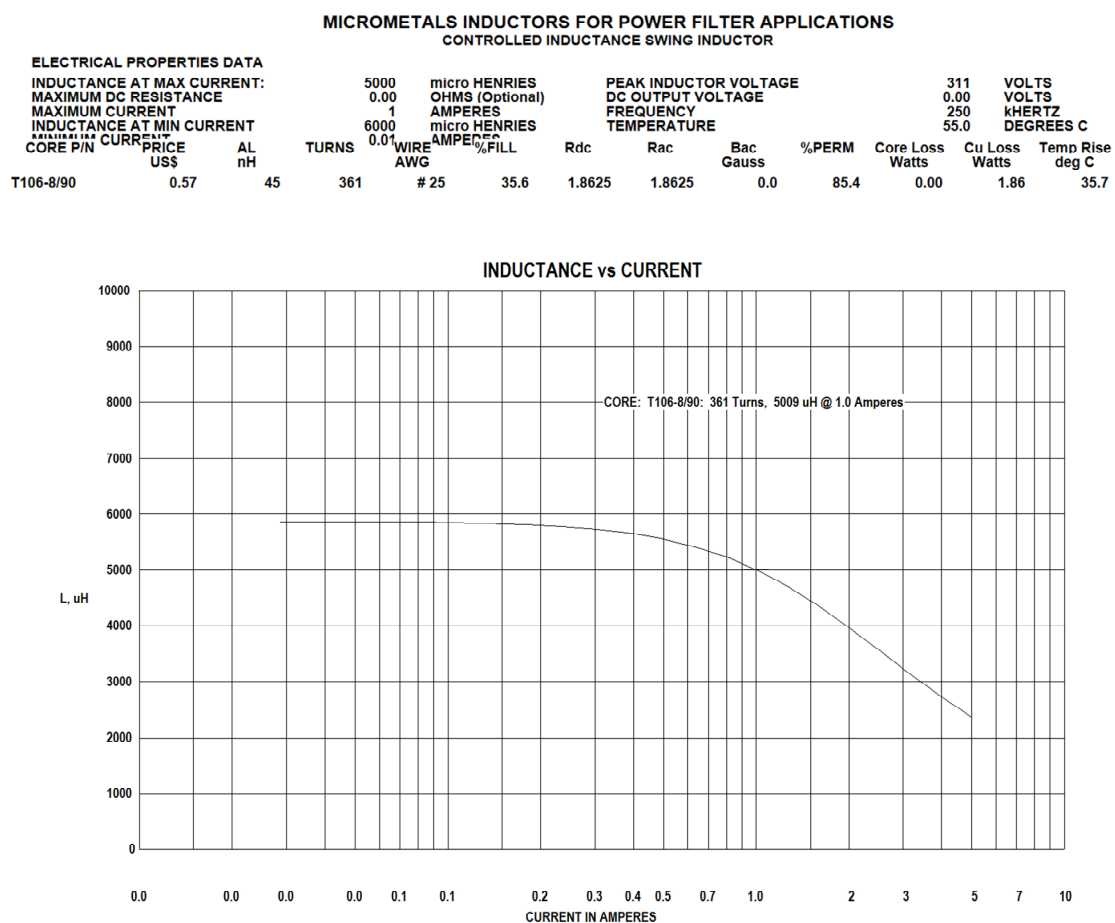
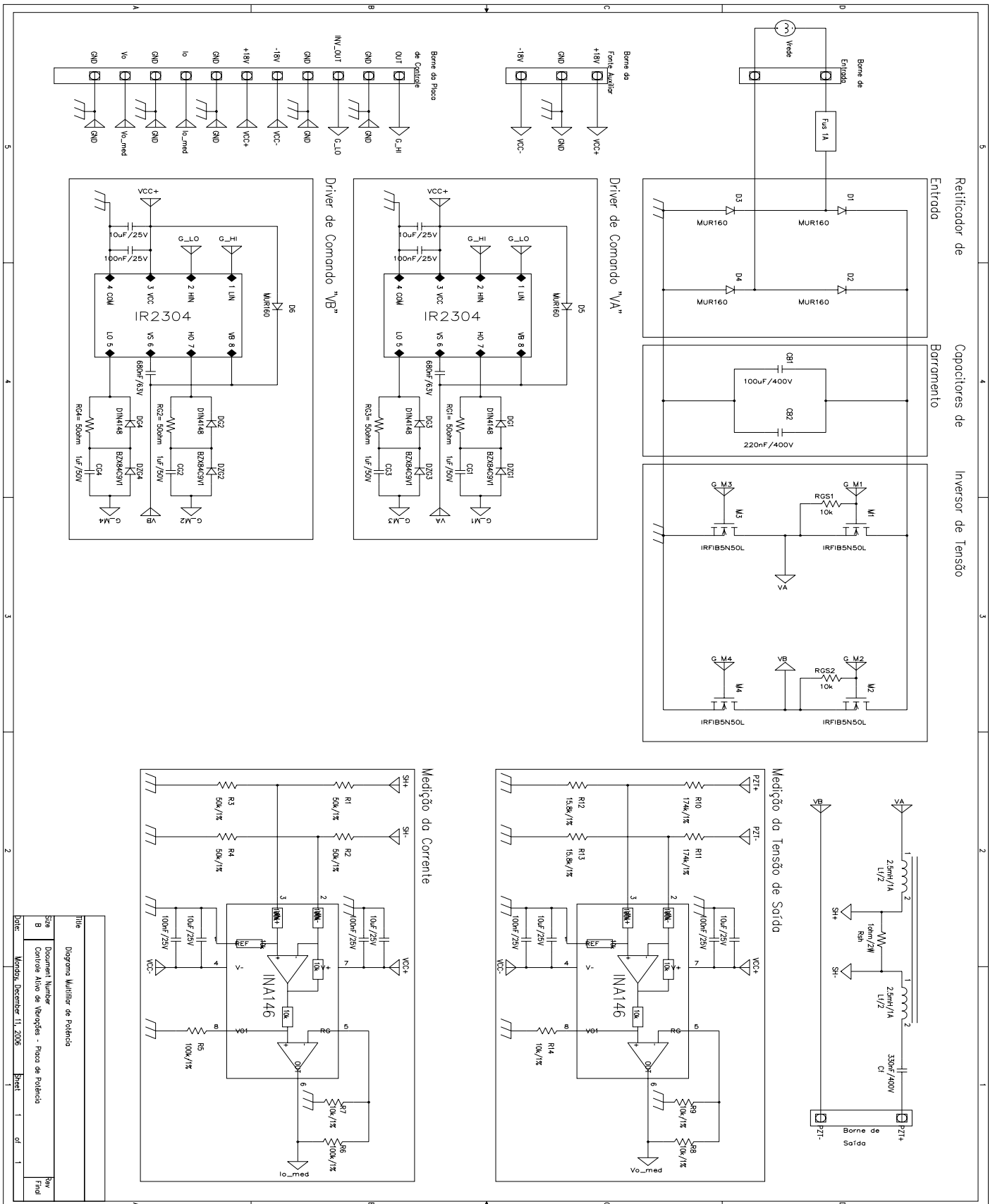
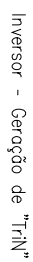
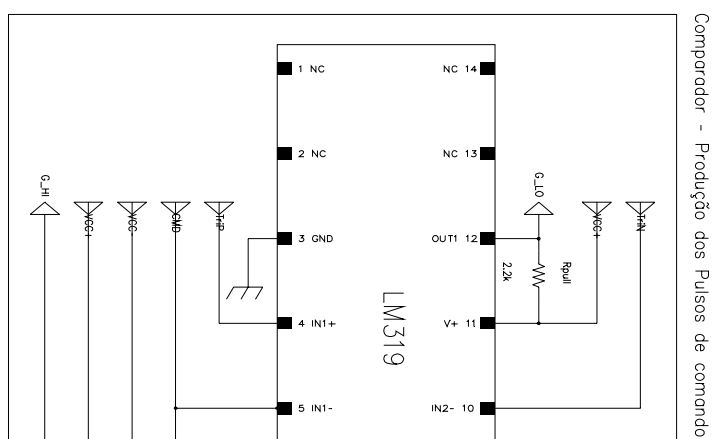


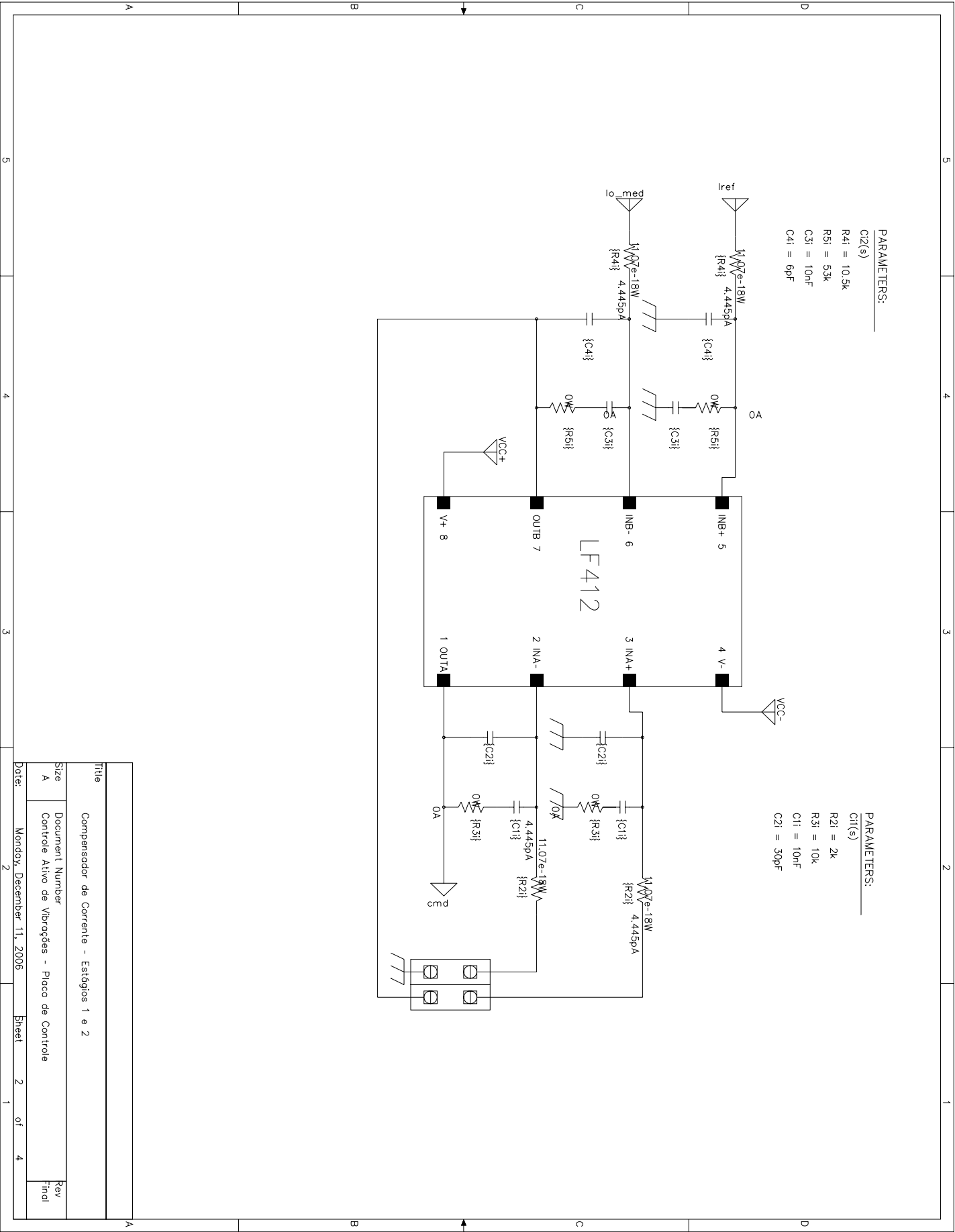
Fig. E-8-4 — Características do indutor de filtragem – L_f .

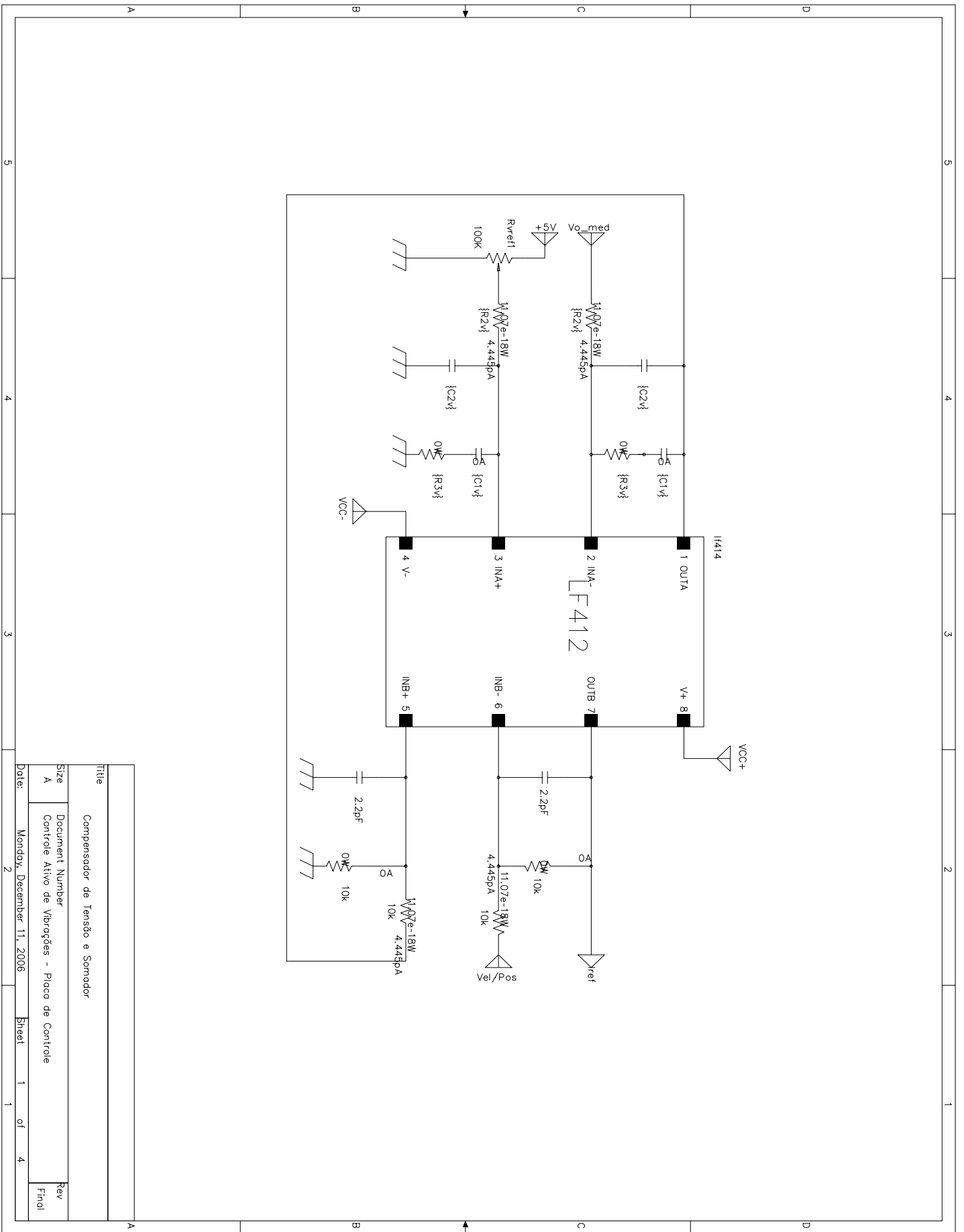
F. — Circuitos Elétricos



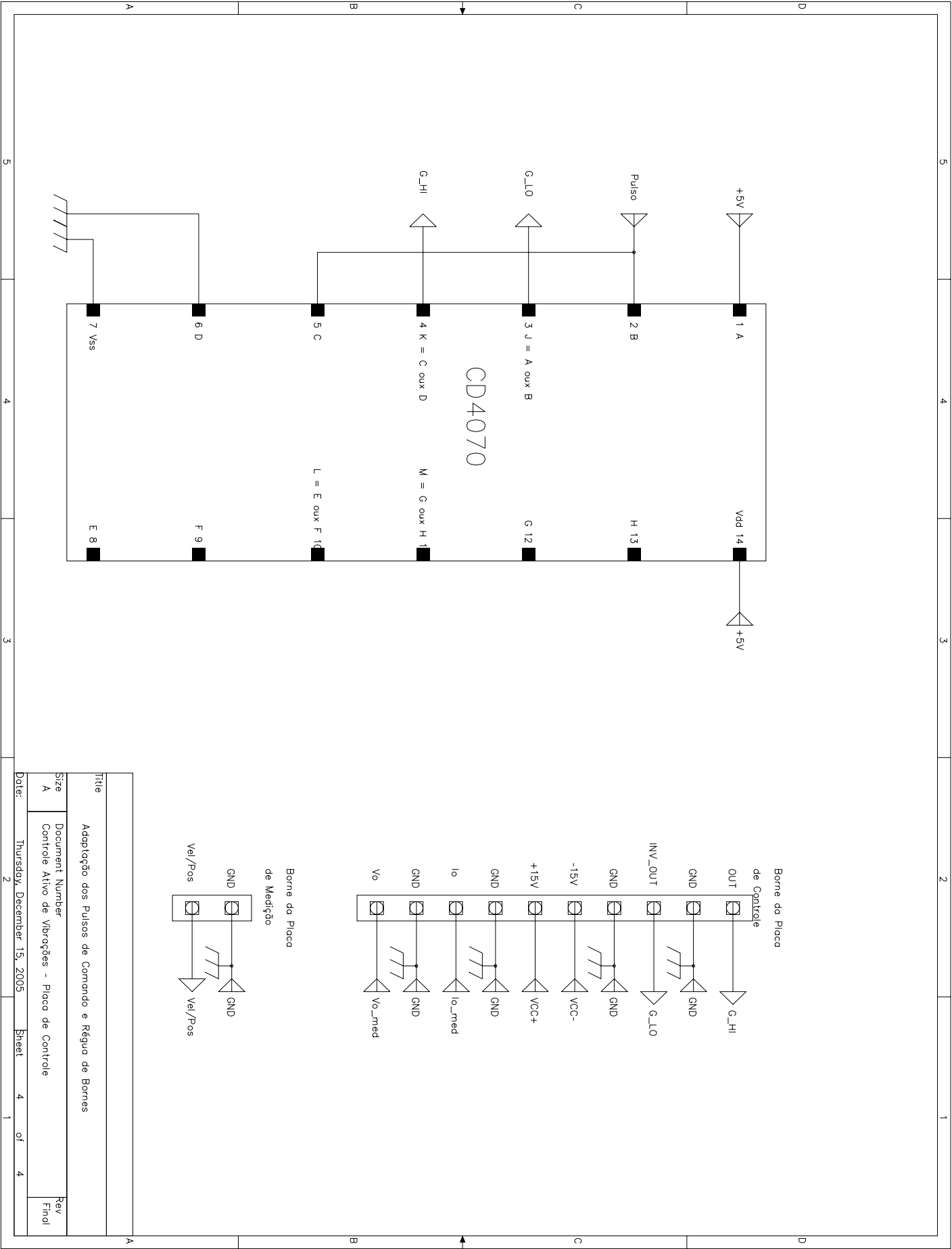


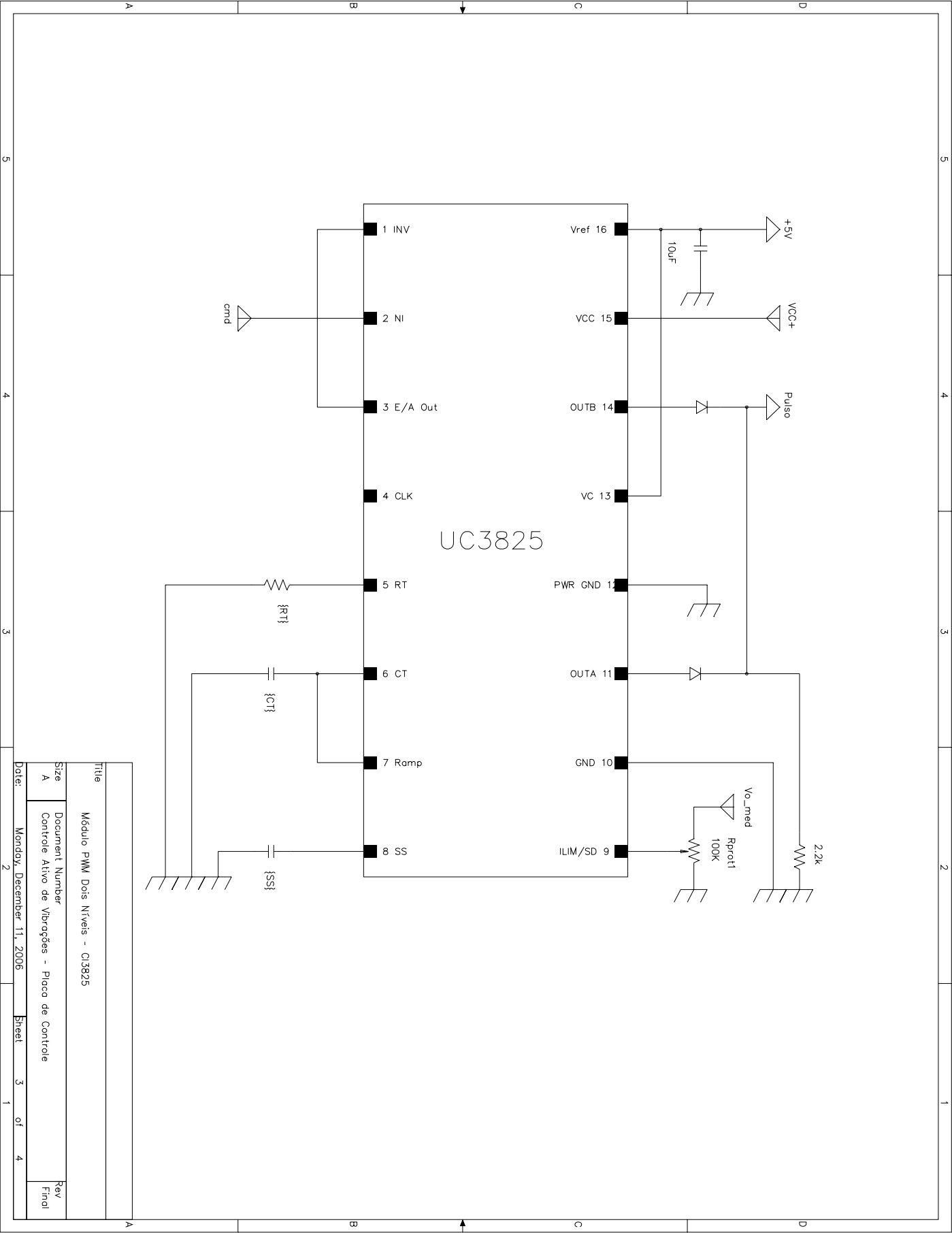
Title			
Módulo PPM Trés Níveis - Oscilador, Inversor e Comparador			
Size	Document Number	Rev	
B	Controlle Ativo de Voltagem - Placa de Controle	Final	
Date:	Monday, December 11, 2006	Sheet	1 of 1





Title				
Compensador de Tensão e Somador				
Size	Document Number			Rev
A	Controlo Ativo de Vibrações - Placa de Controle			Final
Date:	Monday, December 11, 2006	Sheet	1	of 4





Title		Módulo PWM Dois Níveis - CI3825	
Size	A	Document Number	Control Ativo de Vibrações - Placa de Controle
Date:	Monday, December 11, 2006	Sheet	3 of 4
Rev	Final		

G. — Princípio dos Modelos Internos [68]

Tomando-se um sinal de referência sinusoidal, por exemplo, para se demonstrar que o erro em regime é nulo, se o princípio dos modos internos é satisfeito.

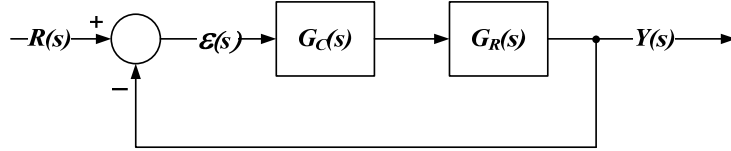


Fig. G-8-5 — Diagrama de blocos teórico de um sistema realimentado.

Para um sistema realimentado, como o ilustrado na Fig. G-8-5, a função de transferência de laço aberto é dada por (G-1).

$$G_o(s) = G_C(s) \cdot G_R(s) = \frac{N_o}{D_o}(s) \quad (\text{G-1})$$

Dado o sinal de referência G-2.

$$r(t) = A_p \cos(\omega_i t) \quad \therefore \quad R(s) = A_p \frac{s}{s^2 + \omega_i^2} \quad (\text{G-2})$$

O erro $E(s)$, entre $R(s)$ e $Y(s)$ pode ser descrito por G-3.

$$\begin{aligned} E(s) &= \frac{R(s)}{1 + G_o(s)} = \frac{D_o(s) \cdot R(s)}{D_o(s) + N_o(s)} \\ &= \frac{D_o(s)}{(s - \mu_1) \cdot (s - \mu_2) \dots (s - \mu_n)} \cdot \frac{A_p \cdot s}{(s^2 + \omega_i^2)} \end{aligned} \quad (\text{G-3})$$

Onde, por simplicidade, assume-se que os μ_i 's são distintos, assim para que o sistema seja estável $\text{Re}\{\mu_i\} < 0$ para $i = 1, \dots, n$.

Expandindo-se a G-3, em suas frações parciais, conforme G-4.

$$E(s) = \frac{a_1}{(s - \mu_1)} + \frac{a_2}{(s - \mu_2)} + \dots + \frac{a_n}{(s - \mu_n)} + \frac{b_1}{(s - j\omega_i)} + \frac{b_2}{(s + j\omega_i)} \quad (\text{G-4})$$

Onde, os coeficientes b_1 e b_2 são dados por F-5.

$$\begin{aligned} b_1, b_2 &= (s \pm j\omega_i) \cdot E(s) \Big|_{s=\pm j\omega_i} \\ &= \frac{D_o(\pm j\omega_i)}{D_o(\pm j\omega_i) + N_o(\pm j\omega_i)} \cdot \frac{A_p}{2} \end{aligned} \quad (\text{G-5})$$

Dado que, $G_o(s)$ contém os pólos $j\omega_i$ e $-j\omega_i$, como condição necessária para o teorema, ou seja, $D_o(s) = (s^2 + \omega_i^2) \cdot D'_o(s)$, tem-se que:

$$\begin{aligned} D_o(\pm j\omega_i) &= 0 \quad \therefore \quad N_o(\pm j\omega_i) \neq 0, \\ b_1 &= b_2 = 0 \end{aligned}$$

H. — Planilhas – Ajuste dos Compensadores de Corrente e Tensão

Dados:

Tensão de Alimentação:

$$\overline{V_g} := 311V$$

Capacitância do Piezelétrico Acoplado:

$$\overline{C_{ps}} := 128nF$$

Tangente de Perdas:

$$\overline{\tan \delta} := 0.03$$

Resistor de Perdas:

$$\overline{R_s} := 3\Omega$$

Tensão Média de Saída:

$$\overline{V_o} := 0V$$

Frequencia de Comutação:

$$\overline{f_s} := 250kHz$$

Cálculo dos Elementos do Circuito de Filtragem

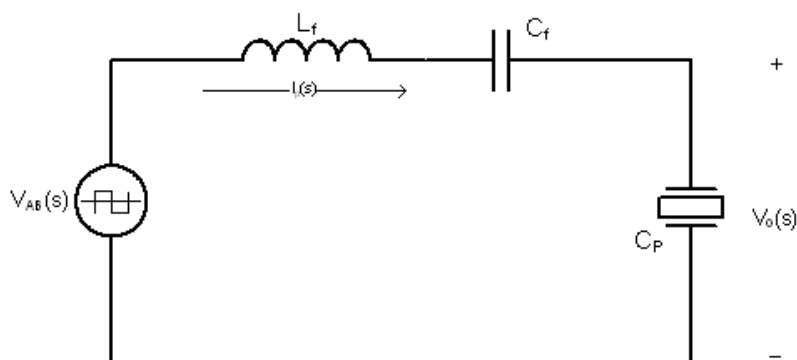


Fig. 8-6 — Estrutura equivalente do conversor.

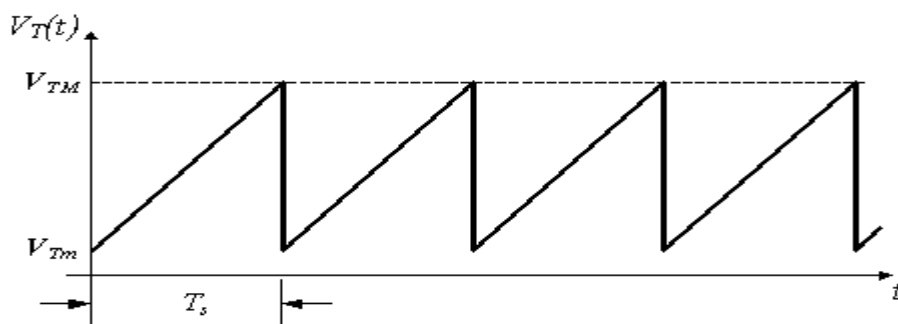
Para que se possa determinar o valor da indutância de filtragem " L_f " é necessário que se estabeleça apenas a ondulação de corrente desejada:

Indutor de Filtragem:

$$\overline{L_f} := 5mH$$

Ganho do Modulador PWM

Dois Níveis



Tensão Máxima:

$$\overline{V_{TM}} := 4V$$

Tensão Mínima:

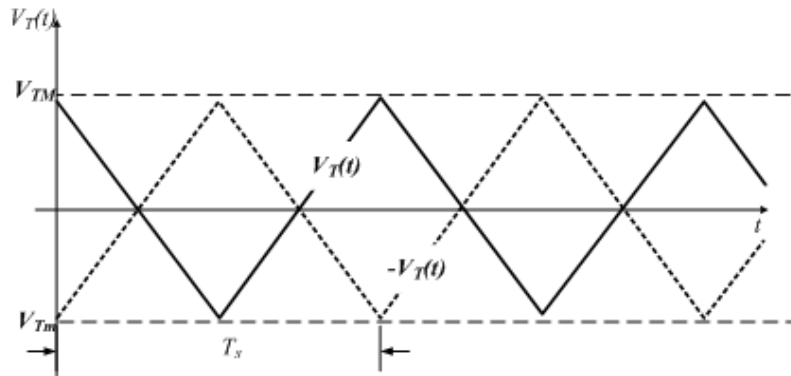
$$\overline{V_{Tm}} := 1V$$

Ganho do Modulador:

$$\overline{K_{PWM2}} := \frac{1V}{V_{TM} - V_{Tm}}$$

$$\overline{K_{PWM2}} = 0.333$$

Três Níveis



Tensão Máxima:

$$\overline{V_{TM}} := 4V$$

Tensão Mínima:

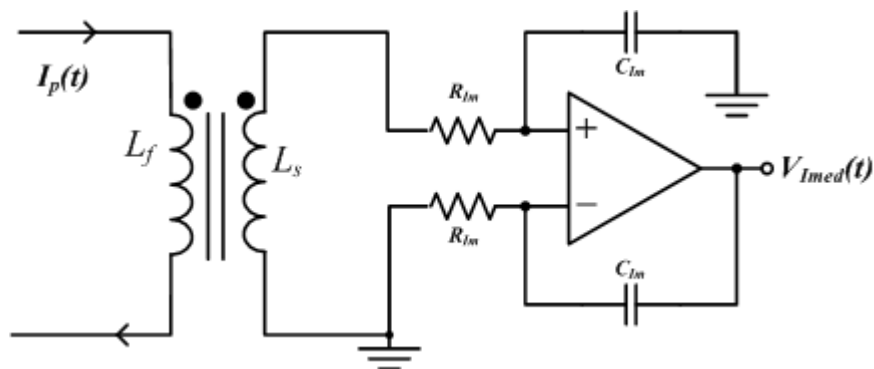
$$\overline{V_{Tm}} := -4V$$

Ganho do Modulador:

$$\overline{K_{PWM3}} := \frac{2V}{V_{TM} - V_{Tm}}$$

$$\overline{K_{PWM3}} = 0.25$$

Sensor de Corrente



Devido à elevada ondulação de corrente, causada por imperfeições no elemento magnético, optou-se pelo uso de um sensor para a leitura do valor de $I_p(t)$, na configuração ilustrada abaixo.

FT do Sensor de Corrente:

$$H_I(s) = \frac{V_{I_{med}}(s)}{I_p} = (L_f n \cdot s) \cdot \left(\frac{1}{R_{Im} \cdot C_{Im} \cdot s} \right)$$

Indutância do Enrolamento de Medição:

$$L_s := 110 \mu H$$

Relação de Transformação:

$$n := \sqrt{\frac{L_s}{L_f}}$$

$$n = 0.148$$

Dado que o ganho desejado do sensor de corrente é:

$$K_{med} := 1$$

Para que o ganho total em baixa frequência do sensor seja igual a K_{med} , tem-se que o valor do ganho do amplificador deve ser igual a:

$$K_{amp} = R_{Im} \cdot C_{Im} = L_f n$$

Assim, pré fixando-se o valor do capacitor de realimentação:

$$C_{Im} := 100 nF$$

chega-se ao valor de R_{Im} .

$$R_{Im} := \frac{L_f n}{C_{Im}} \frac{1}{\Omega}$$

$$R_{Im} = 7.416 k\Omega$$

Introduzindo-se agora um pólo de filtragem, devido as não-idealidades do amplificador.

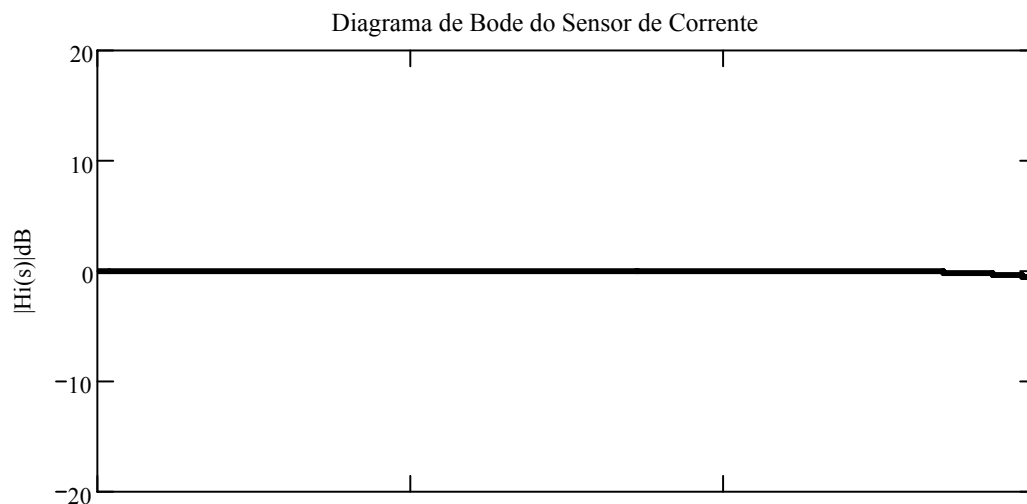
Frequência do pólo de filtragem:

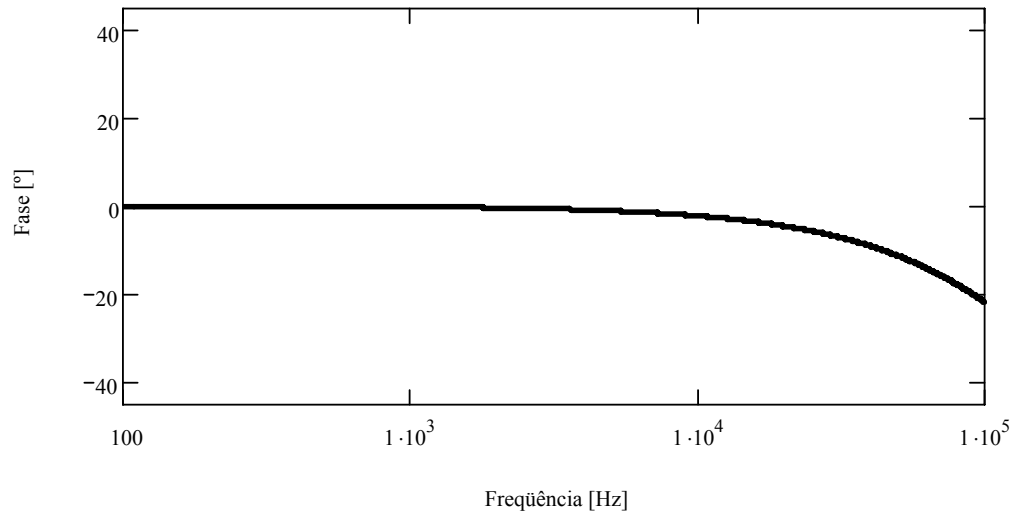
$$\tau_i := 2\pi \cdot f_s$$

$$\tau_i = 1.571 \times 10^3 \text{ KHz}$$

Dado que:

$$H_I(f) := \left(\frac{\tau_i}{s(f) + \tau_i} \right) \cdot K_{med}$$





Planta de Corrente - Corrente de Saída x Razão Cíclica

Dois Níveis

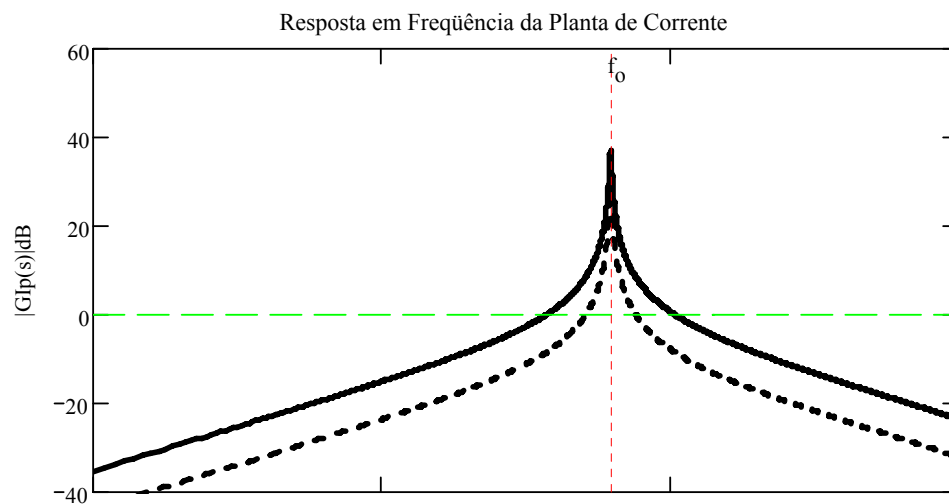
$$G_{Ip2}(s) = \frac{I_p(s)}{D(s)}$$

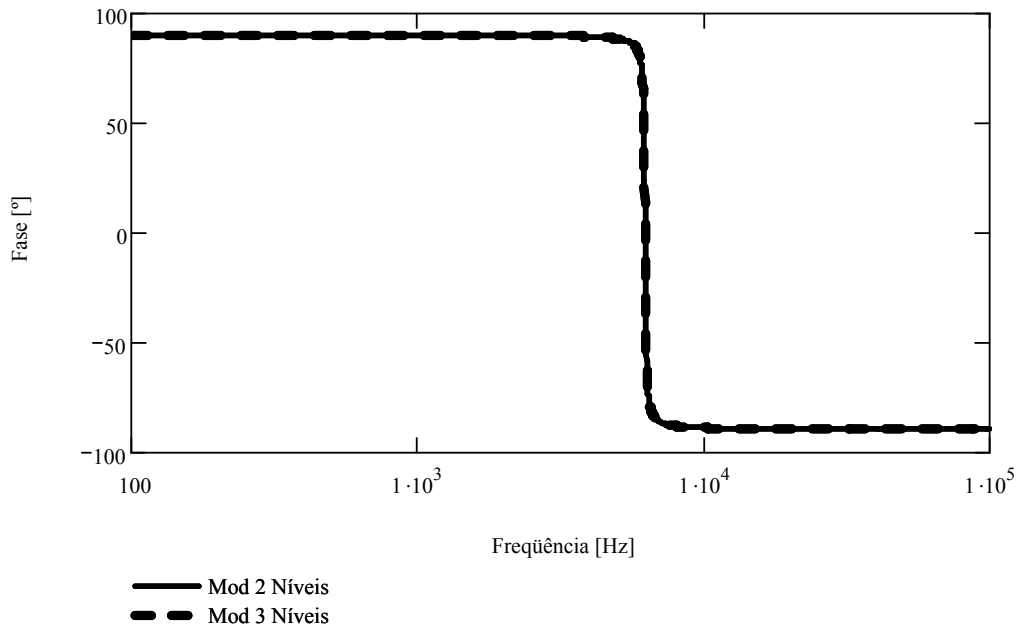
$$G_{Ip2}(f) := K_{PWM2} \cdot \frac{2 \cdot V_g}{L_f} \cdot \left(\frac{s(f)}{s(f)^2 + \frac{R_s \cdot s(f)}{L_f} + \frac{1}{L_f C_{ps}}} \right)$$

Três Níveis

$$G_{Ip3}(s) = \frac{I_p}{D}(s)$$

$$G_{Ip3}(f) := K_{PWM3} \cdot \frac{V_g}{L_f} \cdot \left(\frac{s(f)}{s(f)^2 + \frac{R_s \cdot s(f)}{L_f} + \frac{1}{L_f C_{ps}}} \right)$$





Controle de Corrente - **Compensador PI:**

Dado que na modulação a três níveis será necessário introduzirem-se ganhos mais elevados na malha de controle, devido ao fator "2" em sua FT, este será utilizado como pior caso para o dimensionamento dos parâmetros do compensador.

$$\text{Frequência de Cruzamento desejada:} \quad \boxed{f_{ci} := 50\text{kHz}}$$

$$\text{Frequência inicial da faixa plana:} \quad \boxed{f_{zpl} := 6\text{kHz}}$$

$$\text{Pólo de filtragem em alta frequência:} \quad \boxed{f_{pf} := 500\text{kHz}}$$

Zero Compensador:

$$f_{zi} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_f C_{ps}}} \quad \boxed{f_{zi} = 6.291\text{kHz}}$$

$$\omega_{zi} := 2\pi \cdot f_{zi} \quad \boxed{\omega_{zi} = 39.528\text{kHz}}$$

Zero Faixa Plana

$$\omega_{zpl} := 2 \cdot \pi \cdot f_{zpl} \quad \boxed{\omega_{zpl} = 37.699\text{kHz}}$$

Ganho:

$$K_i := \frac{1A}{|H_I(f_{ci}) \cdot K_{PWM3} \cdot G_{Ip3}(f_{ci})|} \quad \boxed{K_i = 81.109}$$

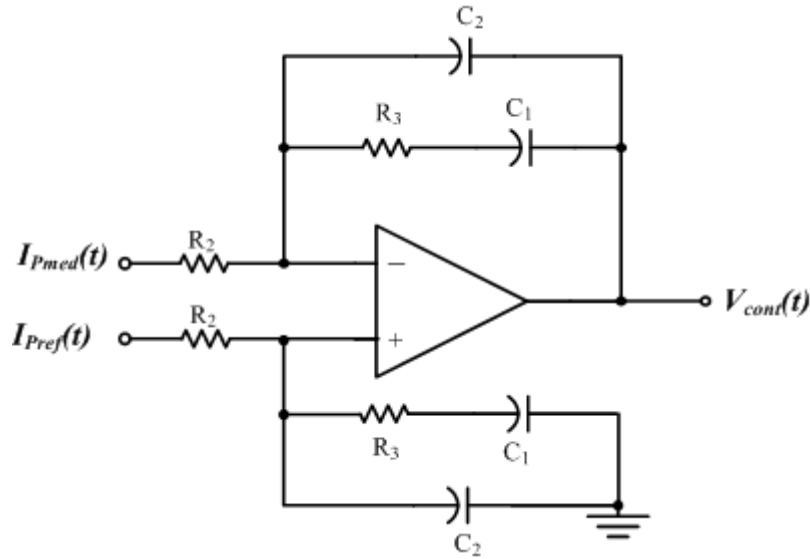
$$K_{i_{dB}} := 20 \cdot \log(K_i) \quad \boxed{K_{i_{dB}} = 38.181}$$

Compensador:

$$C_I(f) := K_i \cdot \frac{s(f) + \omega_{zi}}{s(f)} \cdot \frac{s(f) + \omega_{zpl}}{s(f)}$$

Cálculo dos Elementos do Compensador

Abaixo está ilustrada a estrutura física do circuito empregue para o compensador PI+Filtro.



Função de Transferência do Compensador:

$$C_{SI}(s) = \frac{V_o}{V_x} = \frac{R_3 \cdot C_1 \cdot s + 1}{s \cdot R_2 \cdot (C_1 + C_2) \cdot \left[\left(\frac{R_3 \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \right) \cdot s + 1 \right]}$$

$$f_{p1} = 0 \quad e \quad f_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{2\pi \cdot R_3 \cdot C_1 \cdot C_2} \quad f_z = \frac{1}{2\pi \cdot R_3 \cdot C_1}$$

Primeiro Estágio

Arbitrando-se o valor do capacitor **C₁₁**:

$$\overline{C_{11}} := 10\text{nF}$$

$$R_{31} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{z1} \cdot C_{11}}$$

$$\overline{R_{31}} = 2.53\text{k}\Omega$$

$$C_{21} := \frac{C_{11}}{2 \cdot \pi \cdot f_{pf} \cdot R_{31} \cdot C_{11} - 1}$$

$$\overline{C_{21}} = 127.426\text{pF}$$

$$R_{21} := \frac{R_{31} \cdot C_{11}}{\sqrt{K_i} \cdot (C_{11} + C_{21})}$$

$$\overline{R_{21}} = 277.369\Omega$$

$$C_{SI1}(f) := \frac{R_{31} \cdot C_{11} \cdot s(f) + 1}{s(f) \cdot R_{21} \cdot (C_{11} + C_{21}) \cdot \left(\frac{R_{31} \cdot C_{11} \cdot C_{21}}{C_{11} + C_{21}} \cdot s(f) + 1 \right)}$$

Segundo Estágio

Arbitrando-se o valor de **C₁₂**:

$$\overline{C_{12}} := 10\text{nF}$$

$$R_{32} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{zpl} \cdot C_{12}}$$

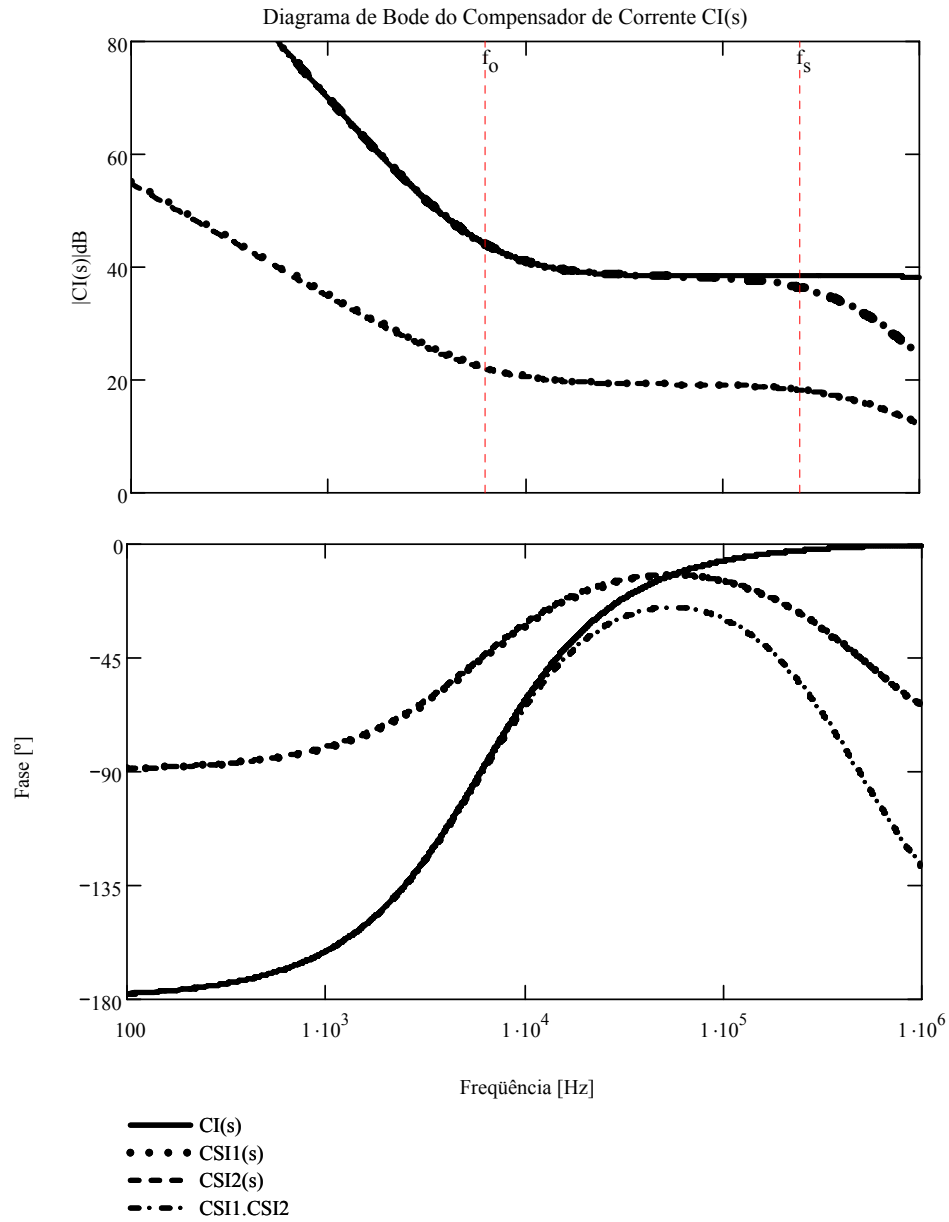
$$\overline{R_{32}} = 2.653\text{k}\Omega$$

$$C_{22} := \frac{C_{12}}{2 \cdot \pi \cdot f_{pf} \cdot R_{32} \cdot C_{12} - 1}$$

$$\overline{C_{22}} = 121.457\text{pF}$$

$$R_{22} := \frac{R_{32} \cdot C_{12}}{\sqrt{K_i} \cdot (C_{12} + C_{22})} \quad \left| R_{22} = 291 \Omega \right.$$

$$C_{SI2}(f) := \frac{R_{32} \cdot C_{12} \cdot s(f) + 1}{s(f) \cdot R_{22} \cdot (C_{12} + C_{22}) \cdot \left(\frac{R_{32} \cdot C_{12} \cdot C_{22}}{C_{12} + C_{22}} \cdot s(f) + 1 \right)}$$



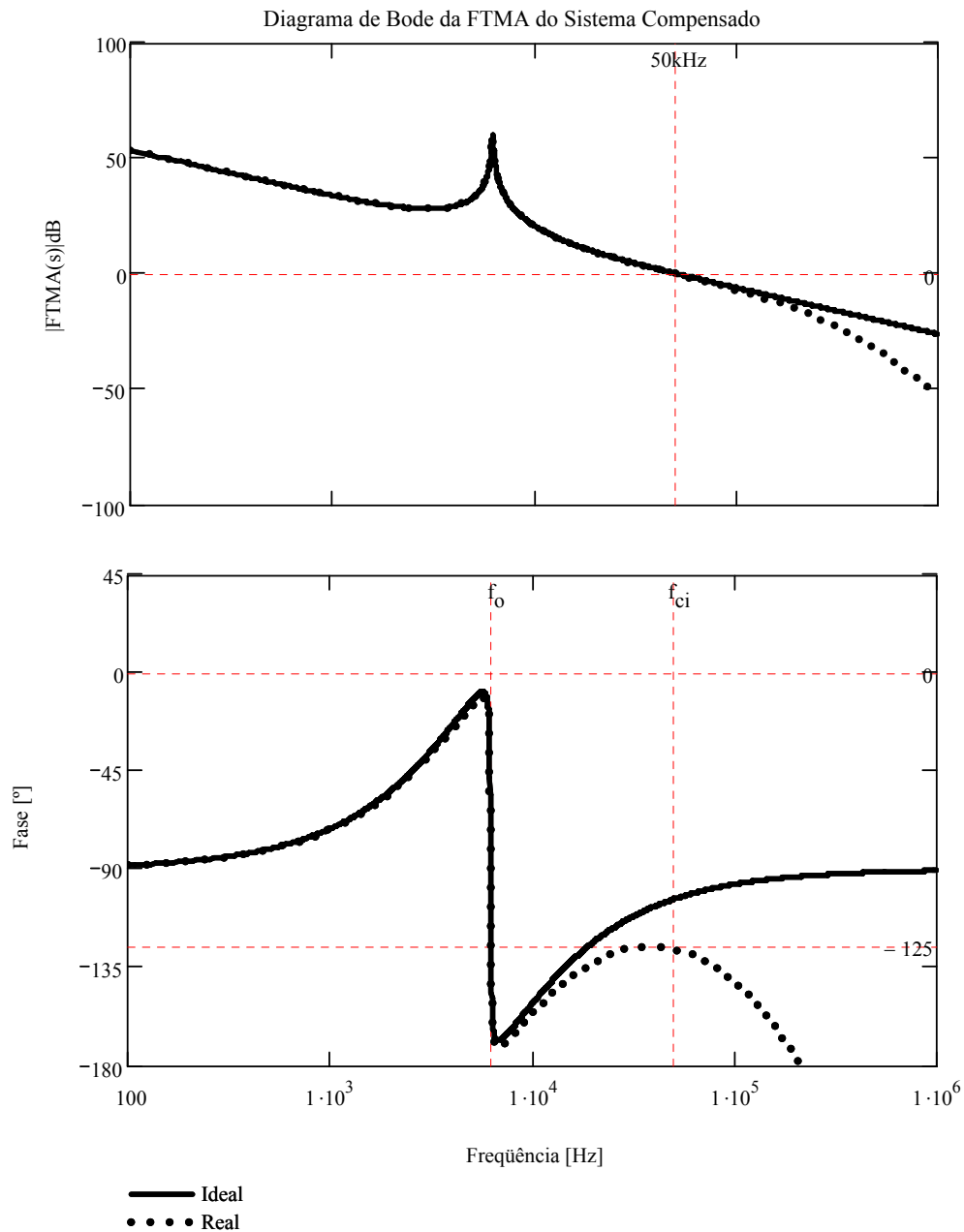
Função de Transferência de Laço Aberto

Ideal

$$FTMA_I(f) := K_{PWM3} \cdot H_I(0) \cdot C_I(f) \cdot G_{Ip3}(f)$$

Real

$$FTMA_{SI}(f) := K_{PWM3} \cdot H_I(f) \cdot C_{SI1}(f) \cdot C_{SI2}(f) \cdot G_{Ip3}(f)$$

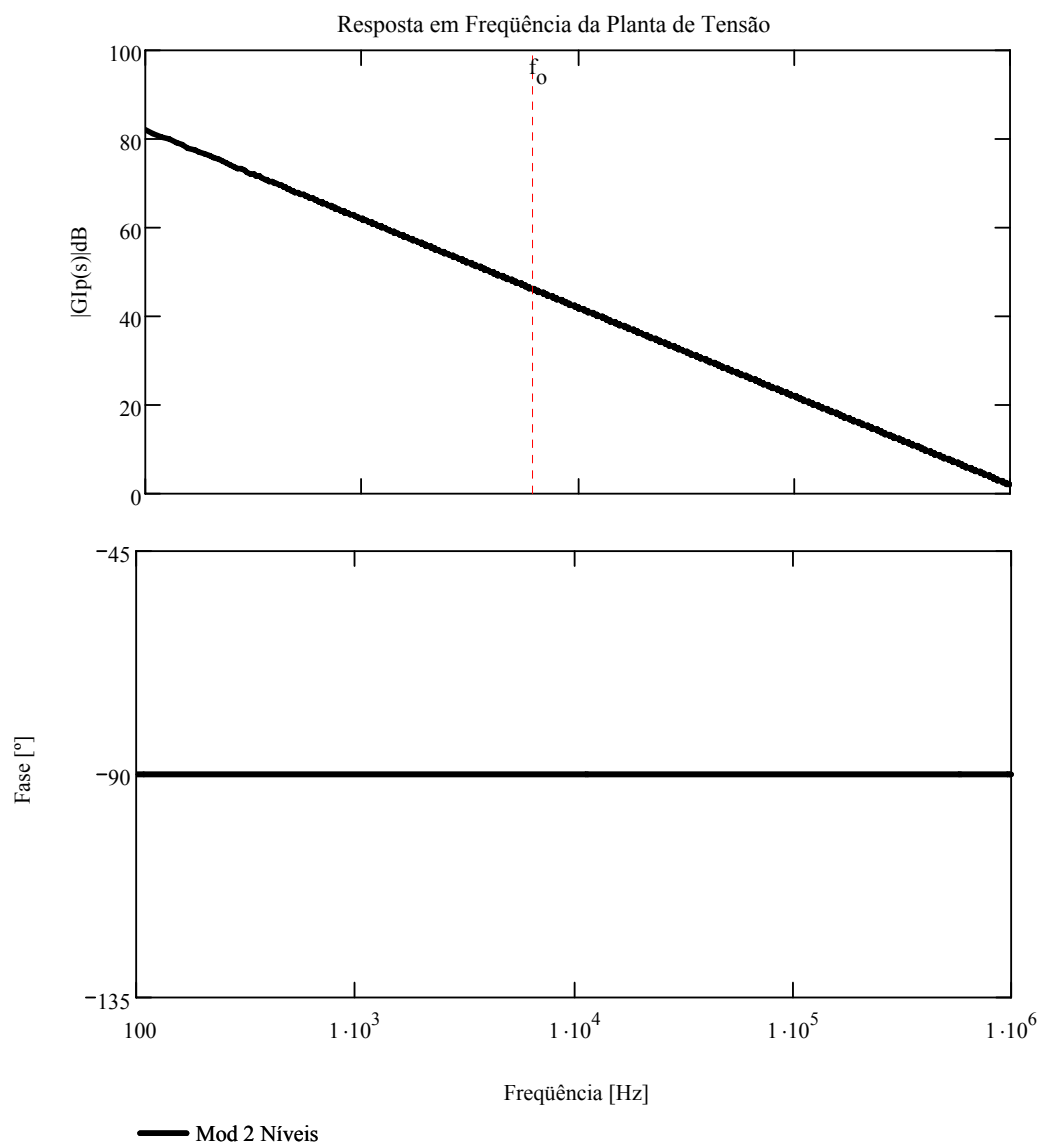


Com isto, se observa que o sistema compensado possui a frequência de cruzamento desejada e, uma margem de fase positiva, logo estável em malha fechada.

Controle de Tensão - Compensador PI

Como se sabe, através da análise teórica, a função que relaciona a tensão do atuador a sua corrente é a sua própria impedância $Z_p(s)$, traçando-se a resposta em frequência da capacitância equivalente C_{ps} , obtém-se:

$$G_{vp}(f) := \frac{1}{C_{ps} \cdot s(f)}$$

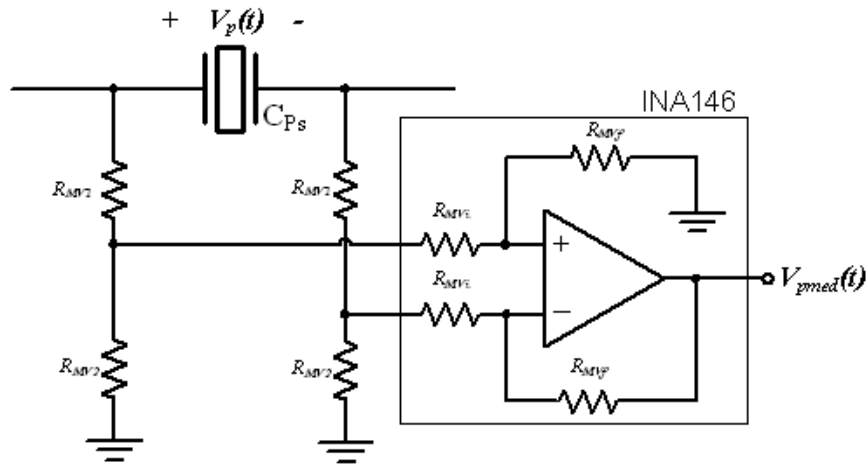


Sensor de Tensão

Observando-se a estrutura do inversor, constata-se que em relação a referência do circuito os pontos de conexão do atuador alternam-se, em virtude disto optou-se pelo uso de um amplificador diferencial (INA146), associado a dois divisores resistivos.

Ganho do Amplificador Diferencial:

$$K_{ina} := 0.1$$



Ganho do Desejado do Sensor de Tensão:

$$H_{vf} := \frac{1}{120}$$

Ganho do Divisor Resistivo:

$$K_R := \frac{H_{vf}}{K_{ina}}$$

$$K_R = \frac{1}{12}$$

Arbitrando-se, por exemplo, o valor de R_{MV2} :

$$R_{MV2} := 174k\Omega$$

$$R_{MV1} := \frac{K_R}{1 - K_R} \cdot R_{MV2}$$

$$R_{MV1} = 15.8k\Omega$$

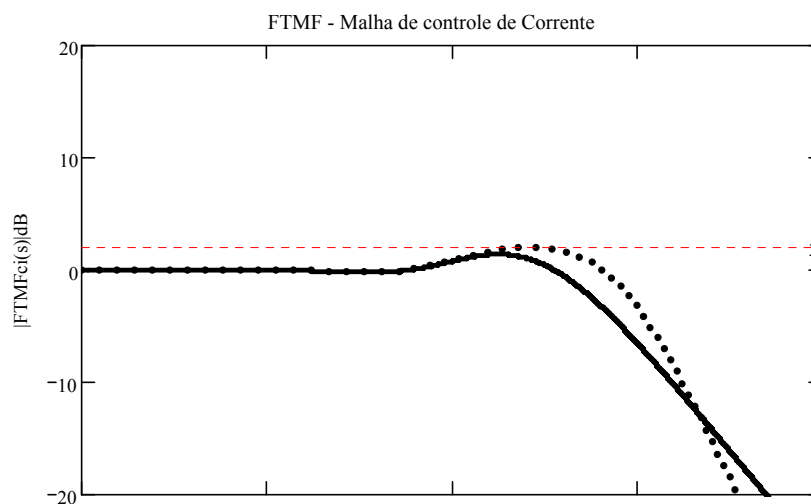
Para que se possa efetuar o projeto do controlador da tensão de saída é necessário que haja o desacoplamento dinâmico entre esta malha e a de corrente, sabe-se que a função de transferência em malha fechada da estrutura de controle de corrente é dada por:

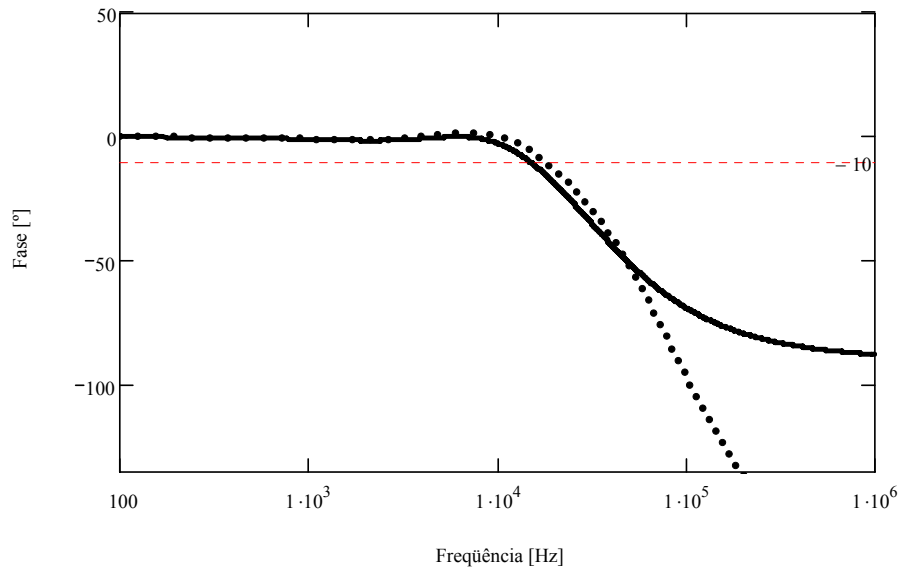
Ideal

$$FTMF_{CI}(f) := \frac{K_{PWM3} \cdot C_I(f) \cdot G_{Ip3}(f)}{1A + K_{PWM3} \cdot C_I(f) \cdot G_{Ip3}(f) \cdot H_I(0)}$$

Real

$$FTMF_{CSI}(f) := \frac{K_{PWM3} \cdot C_{SI1}(f) \cdot C_{SI2}(f) \cdot G_{Ip3}(f)}{1A + H_I(f) \cdot (K_{PWM3} \cdot C_{SI1}(f) \cdot C_{SI2}(f) \cdot G_{Ip3}(f))}$$





Através de $\text{FTMF}_{CI}(s)$ observa-se que o comportamento da malha de corrente é linear e constante ao longo de uma grande faixa de frequência, assim, arbitrando-se que a frequência de corte do compensador de tensão seja muito inferior a da malha de corrente, obtém-se o desacoplamento dinâmico. Então:

Frequência de Cruzamento da Malha de Tensão:

$$f_{cv} := \frac{f_{ci}}{1000} \quad \overline{f_{cv} = 50\text{Hz}}$$

Ganho da Malha de Corrente na Faixa Plana:

$$H_I := |\text{FTMF}_{CSI}(f_{cv})| \quad \overline{H_I = 1}$$

Pode-se então determinar os parâmetros para o controlador de tensão:

Pólo de Filtragem:

$$f_{pv} := 10 \cdot f_{cv} \quad \overline{f_{pv} = 500\text{Hz}}$$

$$\omega_{pv} := 2\pi \cdot f_{pv} \quad \overline{\omega_{pv} = 3.142\text{kHz}}$$

Para que o módulo da função de transferência do sistema compensado seja unitário na faixa plana é necessário que o ganho do compensador seja:

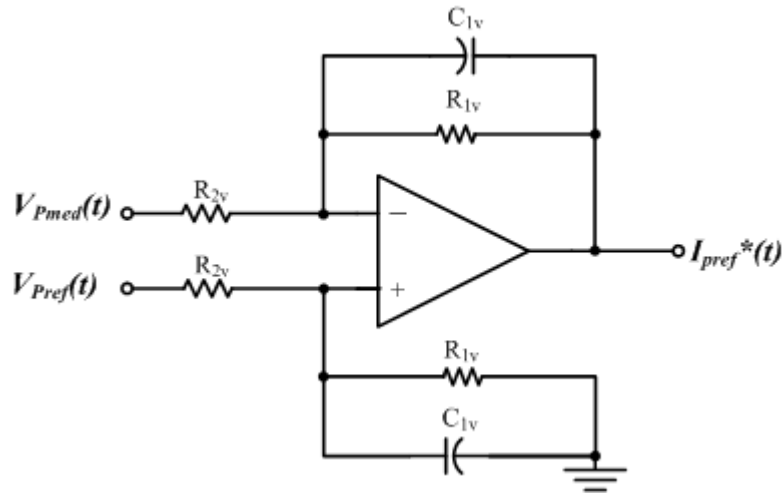
$$K_V := \frac{1\Omega}{|H_I \cdot H_{vf} \cdot G_{vp}(f_{cv})|} \quad \overline{K_V = 4.83 \times 10^{-3}}$$

$$K_{v\text{dB}} := 20 \cdot \log(K_V) \quad \overline{K_{v\text{dB}} = -46.329}$$

Compensador:

$$C_V(f) := K_V \cdot \frac{1}{\frac{s(f)}{\omega_{pv}} + 1}$$

Abaixo está ilustrado o circuito elétrico equivalente para a implementação de $C_v(s)$.



Função de Transferência do Compensador:

$$C_v(s) = \frac{R_{1v}}{R_{2v}} \cdot \left(\frac{1}{R_{1v} \cdot C_{1v} \cdot s + 1} \right)$$

Características:

$$K_v = \frac{R_{1v}}{R_{2v}} \quad e \quad f_{pf} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{1v} \cdot C_{1v}}$$

Cálculo dos Componentes

Arbitrando-se o valor do capacitor C_{1v} :

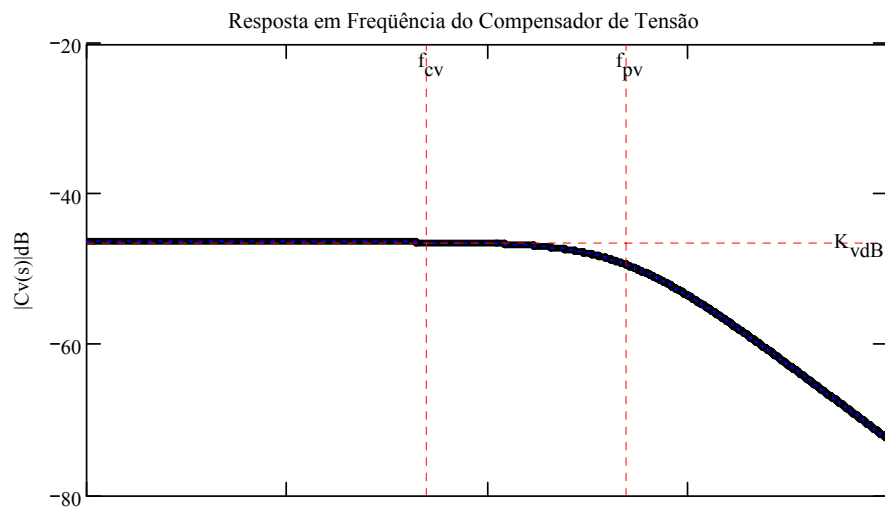
$$\overline{C_{1v}} := 840\text{nF}$$

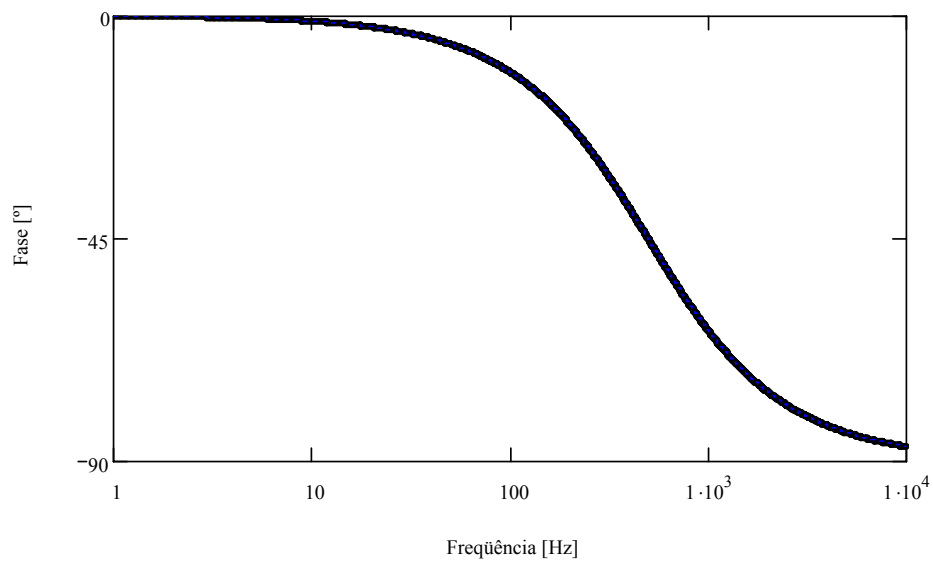
$$R_{1v} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{pv} \cdot C_{1v}}$$

$$\overline{R_{1v}} = 378.94\Omega$$

$$R_{2v} := \frac{R_{1v}}{K_v}$$

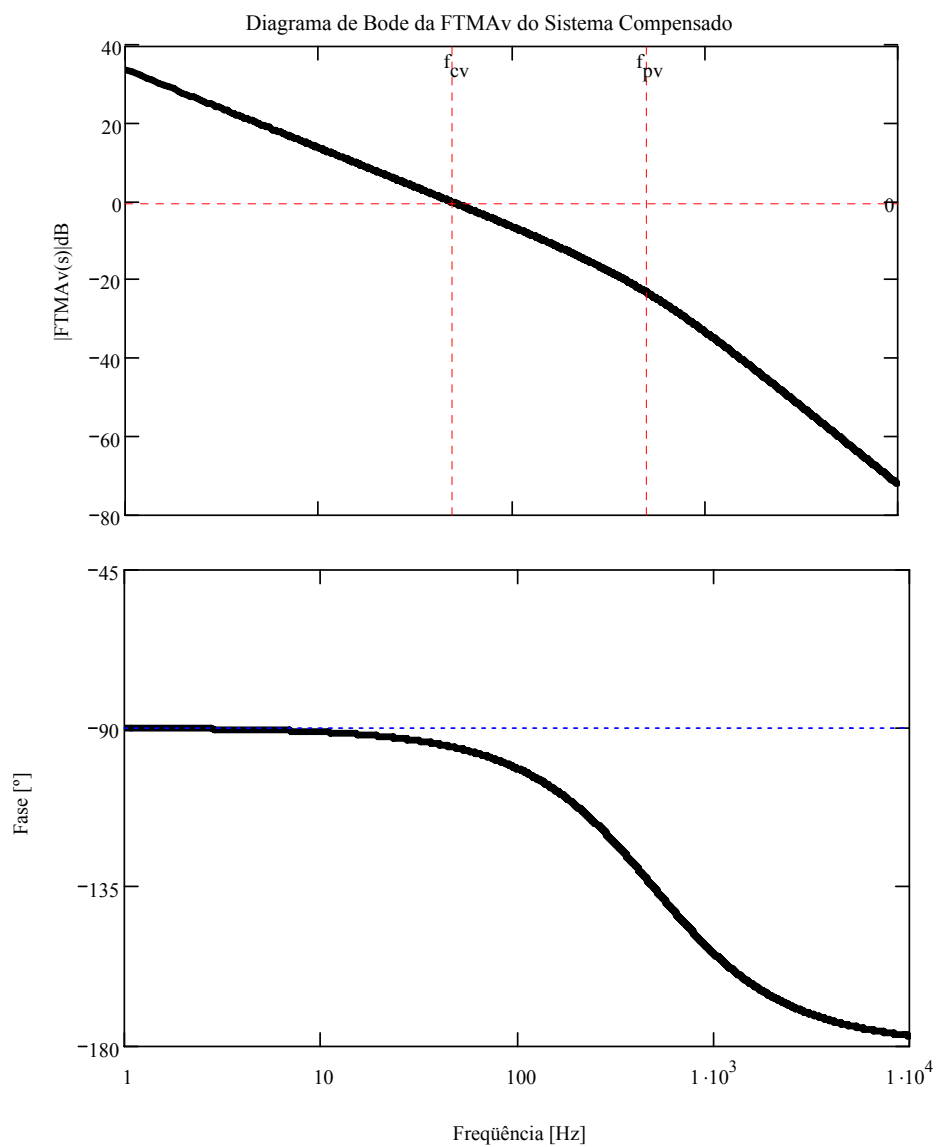
$$\overline{R_{2v}} = 78.528\text{k}\Omega$$





Sistema Compensado em Malha Aberta - $FTMA_V(s) = H_{Vf} \cdot H_I \cdot C_V(s) \cdot G_{vp}(s)$

$$FTMA_V(f) := H_{Vf} \cdot H_I \cdot C_V(f) \cdot G_{vp}(f)$$



Analisando-se a resposta em malha aberta, da malha de tensão, observa-se que na frequência de cruzamento o sistema possui uma Margem de Fase $\sim 90^\circ$, logo, será estável em malha fechada.

Sistema Compensado em Malha Fechada

Apenas, para que se possa verificar se o projeto do controlador da tensão do atuador possibilita em malha fechada, o comportamento desejado, são traçados os diagramas de módulo e fase.

$$\text{FTMF}_{C_v}(f) := \frac{C_{vs}(f) \cdot G_{vp}(f)}{1\Omega + H_{vf} \cdot C_{vs}(f) \cdot G_{vp}(f)}$$

